



# Conception d'antenne intelligente reconfigurable pour la radio cognitive

Trong Duc Nguyen

## ► To cite this version:

Trong Duc Nguyen. Conception d'antenne intelligente reconfigurable pour la radio cognitive. Autre. Université de Grenoble, 2012. Français. NNT : 2012GRENT027 . tel-00859818

**HAL Id: tel-00859818**

**<https://theses.hal.science/tel-00859818>**

Submitted on 9 Sep 2013

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE  
GRENOBLE

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

**Trong Duc NGUYEN**

Thèse dirigée par **Tan Phu VUONG**  
co-encadrée par **Yvan DUROC** et **Van Yem VU**

préparée au sein de l'**Institut de Microélectronique,  
Electromagnétisme, Photonique – Laboratoire d'Hyperfréquences et  
Caractérisation**  
dans l'**École Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique  
et Traitement du Signal**

Conception d'antenne intelligente  
reconfigurable pour la radio cognitive

Thèse soutenue publiquement le « **24/10/2012** »,  
devant le jury composé de :

**Mme. Atika MENHAJ-RIVENQ**

Professeur à l'Université de Valenciennes, Présidente

**M. Jean-Yves DAUVIGNAC**

Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis, Rapporteur

**Mme. Elodie RICHALOT**

Professeur à l'Université de Marne la Vallée, Rapporteur

**M. Tan Phu VUONG**

Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble

**M. Yvan DUROC**

Maître de conférences à l'Institut National Polytechnique de Grenoble

**M. Van Yem VU**

Maître de conférences à l'Institut Polytechnique de Hanoï, Vietnam





# Remerciements

*Je voudrais exprimer ma gratitude à Monsieur Gérard GHIBAUDO de m'avoir accueilli au sein du laboratoire IMEP-LAHC, l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Université de Grenoble, dans un environnement très agréable à la réussite de ces travaux de recherche.*

*Je tiens à remercier vivement mon directeur de thèse Monsieur Tan Phu VUONG, professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, et mes co-encadrants de thèse Monsieur Yvan DUROC, maître de conférences à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Monsieur Van Yem VU, maître de conférences à l'Institut Polytechnique de Hanoi. Merci pour leurs disponibilités, leurs connaissances techniques et leurs aides. J'ai énormément appris grâce à leurs compétences techniques et à leurs avis toujours sincères, cohérents.*

*J'exprime ma reconnaissance à Madame MENHAJ-RIVENQ Atika, professeur à l'Université de Valenciennes, pour l'honneur qu'elle m'a fait en acceptant de présider le jury. J'exprime également ma profonde reconnaissance à Madame RICHALOT Elodie, professeur à l'Université de Marne la Vallée, et à Monsieur DAUVIGNAC Jean-Yves, professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis de bien d'avoir voulu accepter d'être rapporteurs pour cette thèse. J'ai aussi énormément appris grâce à remarques précieuses et leurs questions.*

*Je tiens à adresser mes sincères remerciements à tous les permanents du laboratoire IMEP-LAHC, à tous les permanents du groupe de recherche RFM pour leurs soutiens, leurs supports de mesure, leurs aides administratives et leurs gentillesse, à tous les thésards du groupe de recherche pour avoir su créer au cours de ces trois années une ambiance de travail des plus agréable et détendue.*

*Je voudrais remercier toute ma famille au Vietnam et tous mes amis à Grenoble pour leurs encouragements, leurs soutiens pendant mes trois années en France. Enfin, je voudrais exprimer ma gratitude au gouvernement Vietnamien pour l'aide financière qui m'a été accordé durant ces trois ans de thèse et qui m'a bien permis de réussir ces travaux.*



# Table des matières

<i>Table des matières</i> .....	<i>i</i>
<i>Table des figures</i> .....	<i>v</i>
<i>Introduction générale</i> .....	<i>1</i>
<b>CHAPITRE I : Les antennes reconfigurables</b> .....	<b>3</b>
<b>I.1. Radio cognitive et antennes reconfigurables</b> .....	<b>5</b>
<b>I.2. Rappel sur les antennes</b> .....	<b>8</b>
I.2.1. Introduction .....	8
I.2.2. Les caractéristiques des antennes .....	9
I.2.2.a. Impédance, fréquence de fonctionnement et bande passante.....	9
I.2.2.b. Caractéristiques de rayonnement .....	10
I.2.2.c. Polarisation.....	12
<b>I.3. Antennes reconfigurables : définition et technologies</b> .....	<b>12</b>
I.3.1. Qu'est-ce qu'une antenne reconfigurable ? .....	12
I.3.2. Comment s'effectue la reconfigurabilité ? .....	13
<b>I.4. Antennes reconfigurables en fréquence</b> .....	<b>16</b>
I.4.1. Commutation de fréquences par diodes PIN.....	17
I.4.2. Commutation de fréquences par MEMS .....	18
I.4.3. Commutation de fréquences par photoconducteurs .....	21
I.4.4. Commutation à l'aide de charges réactives.....	23
I.4.5. Accord en fréquence à l'aide de varactors.....	23
I.4.6. Accord en fréquence par déformation mécanique .....	26
I.4.7. Accord en fréquence à l'aide de matériaux « intelligents ».....	26
<b>I.5. Antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement</b> .....	<b>27</b>
I.5.1. Utilisation de diodes PIN.....	27
I.5.2. Utilisation de MEMS .....	30
I.5.3. Utilisation de photoconducteurs.....	31
<b>I.6. Antennes reconfigurables en polarisation</b> .....	<b>32</b>
I.6.1. Utilisation de diodes PIN.....	32

I.6.2. Utilisation de MEMS .....	35
I.6.3. Utilisation d'éléments parasites .....	36
<b>I.7. Conclusion .....</b>	<b>36</b>
<b>CHAPITRE II : Application des algorithmes génétiques dans la conception d'antennes ....</b>	<b>39</b>
<b>II.1. Introduction .....</b>	<b>41</b>
<b>II.2. Les méthodes d'optimisation .....</b>	<b>42</b>
II.2.1. Présentation générale .....	42
II.2.2. Présentation des principales métaheuristiques .....	45
II.2.3. Conclusion.....	51
<b>II.3. Les algorithmes génétiques .....</b>	<b>52</b>
II.3.1. Présentation du principe de l'algorithme.....	52
II.3.2. Représentation .....	54
II.3.3. Fonction d'évaluation (ou fonction de coût).....	55
II.3.4. Génération de la population initiale .....	56
II.3.5. Opérateurs génétiques .....	56
II.3.6. Bilan.....	58
<b>II.4. Premier cas d'étude : Conception et optimisation par algorithme génétique d'une antenne Ultra Large Bande.....</b>	<b>58</b>
II.4.1. Présentation de l'étude .....	58
II.4.2. Topologie de l'antenne.....	59
II.4.3. Optimisation de la topologie.....	60
II.4.4. Résultats de simulation et de mesure .....	63
<b>II.5. Second cas d'étude : Conception et optimisation d'antennes PIFA à simple et double accès .....</b>	<b>66</b>
II.5.1. Présentation.....	66
II.5.2. Considérations sur l'optimisation par algorithme génétique.....	67
II.5.3. Antenne PIFA en forme de L à simple accès .....	70
II.5.4. Antenne PIFA en forme de L à double accès .....	76
<b>II.6. Conclusion .....</b>	<b>81</b>
<b>CHAPITRE III : Conception d'antennes reconfigurables.....</b>	<b>83</b>

<b>III.1. Introduction.....</b>	<b>85</b>
III.1.1. Présentation de la problématique générale .....	85
III.1.2. Spécifications des antennes reconfigurables développées .....	87
<b>III.2. Rapide aperçu des structures rayonnantes principales.....</b>	<b>89</b>
III.2.1. Les antennes filaires.....	89
III.2.2. Les antennes à fente .....	90
III.2.3. Les antennes patch.....	90
<b>III.3. Étude de l'influence des diodes PIN dans la structure rayonnante de</b>	
<b>l'antenne .....</b>	<b>92</b>
III.3.1. Modélisation des diodes PIN .....	92
III.3.2. Influence d'une diode PIN dans une ligne microruban.....	94
III.3.3. Influence des diodes PIN dans une fente.....	98
III.3.4. Bilan .....	107
<b>III.4. Antenne PIFA reconfigurable à formes élémentaires .....</b>	<b>107</b>
III.4.1. Structure et configuration de l'antenne PIFA proposée .....	107
III.4.2. Conception par simulation et optimisation .....	109
III.4.3. Résultats de mesure .....	116
III.4.4. Conclusion.....	117
<b>III.5. Antenne PIFA reconfigurable en forme de 8 .....</b>	<b>118</b>
III.5.1. Structure proposée .....	118
III.5.2. Simulation et phase d'optimisation .....	120
III.5.3. Résultats de mesure .....	128
III.5.4. Conclusion.....	130
<b>III.6. Conclusion.....</b>	<b>130</b>
<b>CHAPITRE IV : Antenne reconfigurable commandée par microcontrôleur.....</b>	<b>133</b>
<b>IV.1. Introduction.....</b>	<b>135</b>
<b>IV.2. Techniques de commande des composants et des antennes reconfigurables</b>	
<b>.....</b>	<b>136</b>
IV.2.1. Commande des éléments localisés reconfigurables .....	136
IV.2.2. Commande des antennes reconfigurables.....	144
<b>IV.3. Mise en place de la reconfiguration à l'aide d'un microcontrôleur.....</b>	<b>145</b>



IV.3.1. Organe de commande : le microcontrôleur Atmel AVR.....	146
IV.3.2. Connectivité et programmation du microcontrôleur .....	148
<b>IV.4. Antenne RPIFA commandée .....</b>	<b>150</b>
IV.4.1. Principe général.....	150
IV.4.2. Implémentation et mesures.....	153
<b>IV.5. Conclusion.....</b>	<b>155</b>
<i>Conclusion générale et Perspectives .....</i>	<i>157</i>
<i>Références.....</i>	<i>161</i>
<i>Publications.....</i>	<i>167</i>

# Table des figures

Figure I.1. Charte d'allocation spectrale de la FCC : .....	5
Figure I.2. Exemple de coefficient de réflexion et de la bande passante associée .....	10
Figure I.3. Exemple de diagramme de rayonnement en 3D d'une antenne .....	12
Figure I.4. Antenne quasi-Yagi à dipôle replié reconfigurable en fréquence : .....	17
Figure I.5. Antenne papillon à fente reconfigurable en fréquence : .....	18
Figure I.6. Antenne fractale reconfigurable en fréquence utilisant des commutateurs RF-MEMS ....	19
Figure I.7. Antenne fractale reconfigurable en fréquence utilisant des commutateurs RF-MEMS ....	19
Figure I.8. Antenne spirale reconfigurable en fréquence .....	20
Figure I.9. Photographie de l'antenne annulaire fente reconfigurable .....	20
Figure I.10. a) Géométrie de l'antenne « patch » reconfigurable, b) Photographie du prototype de l'antenne fabriquée .....	21
Figure I.11. Antenne dipôle reconfigurable en fréquence grâce des photo-commutateurs .....	22
Figure I.12. Antenne reconfigurable à commutateur optique : .....	22
Figure I.13. Antenne PIFA imprimée reconfigurable en fréquence avec charges réactives .....	23
Figure I.14. Antenne quasi-Yagi reconfigurable en fréquence par trois varactors .....	24
Figure I.15. Antenne bi-bande reconfigurable en fréquence à l'aide d'un varactor .....	24
Figure I.16. Antenne « S » avec varactor reconfigurable en fréquence .....	25
Figure I.17. Antenne PIFA reconfigurable en fréquence avec varactor et diode PIN : .....	26
Figure I.18. Antenne reconfigurable en fréquence avec élément à enroulement .....	26
Figure I.19. Antenne patch reconfigurable en fréquence sur substrat EBG .....	27
Figure I.20. Antenne filaire à spirale carrée reconfigurable en diagramme : .....	28
Figure I.21. Antenne reconfigurable en diagramme avec fente en L : deux configurations selon l'état des diodes .....	28
Figure I.22. Diagrammes de rayonnement les deux modes de fonctionnement à 2,45 GHz .....	29
Figure I.23. Antenne reconfigurable en diagramme par l'utilisation d'une fente sur la ligne d'alimentation RF .....	29
Figure I.24. Diagrammes de rayonnement à 3,5 GHz selon les trois modes de configuration .....	30
Figure I.25. Antenne à spirale reconfigurable en diagramme .....	30
Figure I.26. Diagrammes de rayonnement de l'antenne en spirale selon les 5 configurations .....	31
Figure I.27. Diagrammes de rayonnement de l'antenne dipôle reconfigurable en fréquence et en diagramme : a) deux diodes ON ; b) deux diodes OFF ; c), d) une seule diode ON .....	32
Figure I.28. Antenne à patch circulaire reconfigurable en polarisation : .....	33

Figure I.29. Antenne reconfigurable en polarisation à patch carré.....	33
Figure I.30. Antenne à patch rectangulaire et une diode PIN reconfigurable en polarisation .....	34
Figure I.31. Antenne à patch triangulaire équilatéral reconfigurable en polarisation.....	35
Figure I.32. Antenne patch à polarisation circulaire reconfigurable : .....	35
Figure I.33. Antenne patch carré à polarisation circulaire reconfigurable .....	36
Figure II.1. Processus d'optimisation d'un processus.....	42
Figure II.2. Classification des méthodes d'optimisation.....	45
Figure II.3. Illustration de l'évolution d'une solution dans la méthode de descente.....	46
Figure II.4. Illustration du recueil de ressources par des fourmis .....	50
Figure II.5. Principe de fonctionnement de base d'un algorithme génétique .....	53
Figure II.6. Déroulement d'un algorithme génétique sur les plans génotypique et phénotypique .....	54
Figure II.7. Illustration des principaux types de croisement .....	57
Figure II.8. Illustration de la mutation .....	57
Figure II.9. Topologie initiale de l'antenne ULB .....	60
Figure II.10. Décomposition du patch en cellules de type sous-patch.....	60
Figure II.11. Matrice des sous-patches encodés.....	61
Figure II.12. Organigramme de l'algorithme génétique .....	62
Figure II.13. Topologie de l'antenne ULB avant et après implémentation de l'algorithme génétique : patch rectangulaire et patch optimisé.....	63
Figure II.14. $S_{11}$ de l'antenne ULB avant et après optimisation par algorithme génétique.....	63
Figure II.15. Diagramme de rayonnement dans le plan yOz de l'antenne à 7 GHz.....	64
Figure II.16. Gain de l'antenne ULB avant et après optimisation.....	64
Figure II.17. Distribution du courant de surface à la fréquence 4 GHz du patch optimisé.....	65
Figure II.18. Photographie de l'antenne réalisée .....	65
Figure II.19. Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne ULB optimisée par algorithme génétique .	66
Figure II.20. Geometry and parameters of PIFA antenna .....	67
Figure II.21. Interface développée et exemple de code source dans CST .....	68
Figure II.22. Principe de l'algorithme génétique utilisé pour optimiser les antennes PIFA.....	69
Figure II.23. Topologie de l'antenne PIFA à simple accès .....	71
Figure II.24. Paramètres $S_{11}$ de l'antenne PIFA à simple accès non optimisée.....	71
Figure II.25. Module du coefficient de réflexion $S_{11}$ [dB] .....	74
Figure II.26. Photographie de l'antenne PIFA à simple accès.....	75
Figure II.27. Coefficient de réflexion $S_{11}$ obtenu en simulation et mesure de l'antenne PIFA à simple accès.....	75

Figure II.28. Diagramme de rayonnement simulé en 3D de l'antenne PIFA à simple accès.....	76
Figure II.29. Antenne PIFA à double accès .....	76
Figure II.30. Paramètres S de l'antenne PIFA à double accès non optimisée .....	77
Figure II.31. Modules du coefficient de réflexion $S_{11}$ (symbole « étoile ») et du coefficient de transmission $S_{21}$ (symbole « rectangulaire ») en dB.....	79
Figure II.32. Photographie de l'antenne PIFA à double accès réalisée.....	80
Figure II.33. Coefficients de réflexion $S_{11}$ et de transmission $S_{12}$ obtenus en simulation et mesure de l'antenne PIFA à double accès.....	80
Figure II.34. Diagramme de rayonnement simulé en 3D de l'antenne à double accès .....	81
Figure III.1. Circuit équivalent simplifié pour une diode PIN a) et Paramètre $S_{11}$ d'une diode PIN b) : état passant et état bloqué .....	93
Figure III.2. Schéma équivalent du commutateur (a) et Paramètre $S_{11}$ du commutateur : état de la diode PIN passant et bloqué (b).....	93
Figure III.3. Caractéristiques de l'antenne dipôle de deux lignes microruban :.....	94
Figure III.4. Structure de l'antenne dipôle dont la longueur de l'une des lignes peut être modifiée à l'aide d'une diode PIN.....	95
Figure III.5. Coefficient de réflexion $S_{11}$ pour le dipôle dans le cas où la diode PIN est modélisée par un plot métallique.....	95
Figure III.6. Coefficient de réflexion $S_{11}$ pour le dipôle dans le cas où la diode PIN est modélisée par un circuit RLC équivalent .....	96
Figure III.7. Diode PIN modélisée par un commutateur commandé en tension.....	97
Figure III.8. Coefficient de réflexion $S_{11}$ pour le dipôle dans le cas où la diode PIN est modélisée par un commutateur commandé en tension.....	97
Figure III.9. Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne quand la largeur de la ligne est modifiée.....	98
Figure III.10. Géométries initiale : a) Antenne PIFA ; b) Patch rectangulaire avec fente.....	99
Figure III.11. a) Géométrie du patch ; b) Coefficient de réflexion $S_{11}$ l'antenne PIFA à patch sans fente .....	99
Figure III.12. a) Géométrie du patch ; b) Coefficient de réflexion $S_{11}$ l'antenne PIFA à patch avec fente .....	100
Figure III.13. Coefficient de réflexion $S_{11}$ l'antenne PIFA à patch rectangulaire : sans fente (« origine ») et avec fente .....	100
Figure III.14. Distributions de courant correspondante à la fréquence 7,5 GHz .....	101
Figure III.15. Coefficient de réflexion $S_{11}$ dans le cas d'un patch rectangulaire à fente (sans diode PIN) pour les largeurs suivantes : $l_{slot} = 30\text{ mm}$ , $20\text{ mm}$ et $40\text{ mm}$ .....	101

Figure III.16. Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne dans les cas : origine; patch avec fente sans diode ; patch avec fente et diode à l'état bloquée ; patch avec fente et diode à l'état passant ( $l_{\text{slot}} = 30 \text{ mm}$ ) .....	102
Figure III.17. Coefficient de réflexion $S_{11}$ dans le cas d'un patch rectangulaire à fente (sans diode PIN) pour les largeurs suivantes : $w_{\text{slot}} = 0,5 \text{ mm}$ , $1 \text{ mm}$ et $1,5 \text{ mm}$ .....	103
Figure III.18. Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne dans les cas : origine (patch sans fente) ; patch avec fente sans diode ; patch avec fente et diode à l'état bloquée ; patch avec fente et diode à l'état passant ( $w_{\text{slot}} = 1 \text{ mm}$ ) .....	103
Figure III.19. Schéma de principe : patch rectangulaire à fente avec a) diode centrée ; b) diode décentrée ; c) diode à une extrémité.....	104
Figure III.20. Coefficient de réflexion $S_{11}$ selon la position de la diode à l'état OFF : a) diode centre; b) diode décentrée; c) diode à une extrémité .....	104
Figure III.21. Coefficient de réflexion $S_{11}$ selon la position de la diode à l'état ON : a) diode centre; b) diode décentrée; c) diode à une extrémité .....	105
Figure III.22. Distributions de courant correspondante à la fréquence 7,5 GHz: a) diode centrée ; b) diode décentrée ; c) diode à une extrémité .....	105
Figure III.23. Schéma de principe : patch rectangulaire à fente avec a) une diode centrée ; b) deux diodes ; c) trois diodes.....	105
Figure III.24. Coefficient de réflexion $S_{11}$ avec patch à fente intégrant 1 à 3 diodes PIN à l'état OFF .....	106
Figure III.25. Coefficient de réflexion $S_{11}$ avec patch à fente intégrant 1 à 3 diodes PIN à l'état ON	106
Figure III.26. Antenne RPIFA à formes élémentaires .....	107
Figure III.27. Géométrie de l'antenne RPIFA à patch « Triangle ».....	108
Figure III.28. Changement de géométrie a) Triangle → Rectangle ; b) Triangle → Carré .....	109
Figure III.29. Schéma CST de l'antenne PIFA en forme de "Triangle" .....	110
Figure III.30. Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne PIFA en forme de "Triangle" avant optimisation.....	110
Figure III.31. Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne PIFA en forme de "Triangle" après optimisation.....	111
Figure III.32. Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne à patch "Triangle" à la fréquence 2,42GHz .....	112
Figure III.33. Diagramme de rayonnement dans le plan $yOz$ de l'antenne à patch "Triangle" à la fréquence 2,42GHz.....	112
Figure III.34. Différentes configurations et coefficient de réflexion associé.....	114

Figure III.35. Diagramme de rayonnement dans le plan $yOz$ pour chacune des configurations de l'antenne RPIFA .....	115
Figure III.36. Photographie de l'antenne PIFA reconfigurable à patches élémentaires .....	116
Figure III.37. Coefficient de réflexion mesuré pour les différentes configurations de l'antenne RPIFA à patches élémentaires .....	117
Figure III.38. Géométrie d'un patch microruban d'une antenne PIFA .....	118
Figure III.39. Architecture de l'antenne reconfigurable PIFA en forme de "8" .....	119
Figure III.40. Patch microbande en forme de "I" .....	119
Figure III.41. Patch microbande en forme de "E" .....	120
Figure III.42. Paramètres géométriques de l'antenne RPIFA en forme de "8" .....	121
Figure III.43. Antenne RPIFA patch "I" (diodes bloquées).....	122
Figure III.44. Coefficient de réflexion de l'antenne RPIFA patch "I" avec les dimensions initiales .	122
Figure III.45. Coefficient de réflexion de l'antenne RPIFA en forme de « I » avec AG .....	123
Figure III.46. Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne en forme de "I" à 2,4 GHz.....	124
Figure III.47. Diagramme de rayonnement dans le plan $yOz$ de l'antenne en forme de "I", en dBi à 2,4 GHz (rouge) et à 5,0 GHz (vert, pointillé).....	124
Figure III.48. Coefficient de réflexion des différentes configurations de l'antenne RPIFA avec diode(s) PIN activée(s) en forme de "8" .....	126
Figure III.49. Diagramme de rayonnement dans le plan $yOz$ des différentes configurations avec diode(s) PIN activée(s) de l'antenne reconfigurable PIFA en forme de "8", en dBi .....	127
Figure III.50. Photographie de l'antenne en forme de 8 (avec les 4 diodes actives) .....	129
Figure III.51. Coefficient de réflexion $S_{11}$ pour les différentes configurations envisagées.....	129
Figure IV.1. Illustration de la commande d'une diode PIN au sein de l'antenne RPIFA en forme de "8" .....	137
Figure IV.2. Diagramme illustrant la connexion entre la diode PIN et son circuit de commande....	137
Figure IV.3. Antenne reconfigurable PIFA en forme de "8" .....	139
Figure IV.4. Lignes de polarisation de commande des diodes PIN de l'antenne RPIFA en forme de 8 .....	139
Figure IV.5. Schéma de l'antenne RPIFA en forme de "I" et du réseau des lignes de polarisation des diodes PIN .....	140
Figure IV.6. Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne RPIFA en forme de "I" sans et avec les lignes microruban de polarisation des diodes .....	140
Figure IV.7. Influence de la largeur des lignes de polarisation sur le coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne RPIFA en forme de "I" .....	141

Figure IV.8. Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne RPIFA en forme de "I" sans et avec les lignes microruban de polarisation des diodes après optimisation par AG .....	142
Figure IV.9. Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne RPIFA sans et avec les lignes microruban de polarisation des diodes après optimisation par AG pour les formes du patch suivantes : a) « U » ; b) « $\Pi$ » ; c) « S » ; d) « 8 » .....	143
Figure IV.10. Schéma-bloc de l'architecture du MCU AVR.....	147
Figure IV.11. La connexion de l'AVR à un PC via Max232.....	149
Figure IV.12. Schéma de principe de la connexion de l'AVR à un PC via IC74LS244 .....	149
Figure IV.13. Schéma de principe de la connexion de l'AVR à un PC via USB.....	149
Figure IV.14. Illustration et exemple de l'interface en CodeVisionAVR .....	150
Figure IV.15. Illustration et exemple de l'interface en Visual C++ .....	150
Figure IV.16. Schéma-bloc fonctionnel de commande de l'antenne RPIFA.....	151
Figure IV.17. Schéma du système de commande de l'antenne RPIFA .....	152
Figure IV.18. Schéma électrique du système de commande des diodes PIN .....	152
Figure IV.19. Organigramme de commande du système .....	153
Figure IV.20. Photographie de l'antenne .....	154
Figure IV.21. Résultats de mesures du coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	155

# Introduction générale

Ces dernières années ont vu l'émergence de nombreux standards tels que GSM (*Global System for Mobile communications*), UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*), WiMax (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee permettant de communiquer sans fil à l'aide de dispositifs mobiles. Un exemple significatif de l'évolution des systèmes radio peut être illustré par l'évolution très rapide de la téléphonie mobile dont la génération 4 a été illustrée par l'équation « 4G = CA<sup>5</sup> » (*Communication Anytime Anywhere with Anybody on Any device through Any network*). Avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs, des fonctionnalités, et du débit des transmissions, la radio cognitive a été proposée et le développement des architectures SDR (*Software Defined Radio*) ont conduit au besoin d'antennes intelligentes. Si le concept d'antenne reconfigurable n'est pas nouveau, l'intégration de composants sur les antennes dites « actives » remontant aux années 1960, il suscite un intérêt croissant dans ce contexte où des approches de radio flexible sont développées. Les antennes reconfigurables doivent être capables de s'adapter à leur environnement en modifiant leur fréquence de fonctionnement, et/ou leur polarisation et/ou leur diagramme de fonctionnement offrant alors la possibilité de réaliser une partie des fonctionnalités généralement réservées à l'étage radio ou aux traitements du signal numérique. Les travaux présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans ce contexte et ont pour objectif final de concevoir un prototype d'antenne reconfigurable intelligente.

Après avoir souligné l'importance de disposer de telles antennes afin d'apporter des possibilités nouvelles pour le développement de la radio cognitive, le premier chapitre propose une classification des très nombreux types d'antennes reconfigurables existants dans la littérature. Selon la fonctionnalité que les antennes proposent et selon la façon de procéder, des exemples sont donnés illustrant les principales techniques rencontrées dans la littérature.

Le deuxième chapitre s'intéresse à la phase d'optimisation qui sera nécessaire dans la conception des antennes reconfigurables. Après avoir rappelé les principales méthodes d'optimisation employées, l'accent porte sur la mise en place d'algorithmes génétiques dans le processus de conception des antennes. Trois prototypes d'antennes spécifiques réalisés, antenne Ultra Large Bande et deux antennes PIFA à simple et double accès, sont présentés



avec pour objectifs de démontrer le potentiel et l'intérêt des algorithmes génétiques lors de la conception d'antennes, ainsi que de valider et présenter la méthodologie proposée.

Le troisième chapitre se focalise sur la simulation et la conception d'antennes reconfigurables. Les différents challenges à relever sont présentés, avec notamment la prise en compte des composants actifs (ici des diodes PIN) dans la structure de rayonnement de l'antenne. La méthodologie proposée est illustrée par la conception, la réalisation et la caractérisation de deux nouvelles antennes reconfigurables.

Le quatrième chapitre est consacrée à la partie commande des antennes reconfigurables. A partir de l'une des antennes proposées dans le chapitre 3, un système de commande basé sur un microcontrôleur est réalisé. L'objectif est de proposer des approches permettant de mettre en place l'organe de commande de la reconfiguration de l'antenne. Chaque étape de la chaîne est considérée, du PC aux diodes PIN, en passant par les commandes numériques et les lignes de polarisation. La démarche proposée est progressive, et conduit à la conception d'une antenne reconfigurable pilotable.

Enfin des éléments de conclusion et quelques perspectives dans la continuité de ces travaux sont donnés dans la dernière partie.

# **CHAPITRE I : Les antennes reconfigurables**



## I.1. Radio cognitive et antennes reconfigurables

Le développement et l'évolution rapide des technologies sans fil ont entraîné une forte demande en termes de ressources spectrales. La charte d'allocation des fréquences de l'organisme de régulation américain, la Federal Communications Commission (FCC), illustrée par la Figure I.1, montre que la plupart des bandes de fréquences sont occupées par diverses applications. Le spectre radio est donc devenu aujourd'hui une ressource rare et très encombrée, au moins réglementairement. En contrepartie, des études récentes de la FCC [1] ont également montré que l'utilisation des fréquences attribuées variait beaucoup, de 15 % à 85 %, selon les zones géographiques et les moments de la journée.

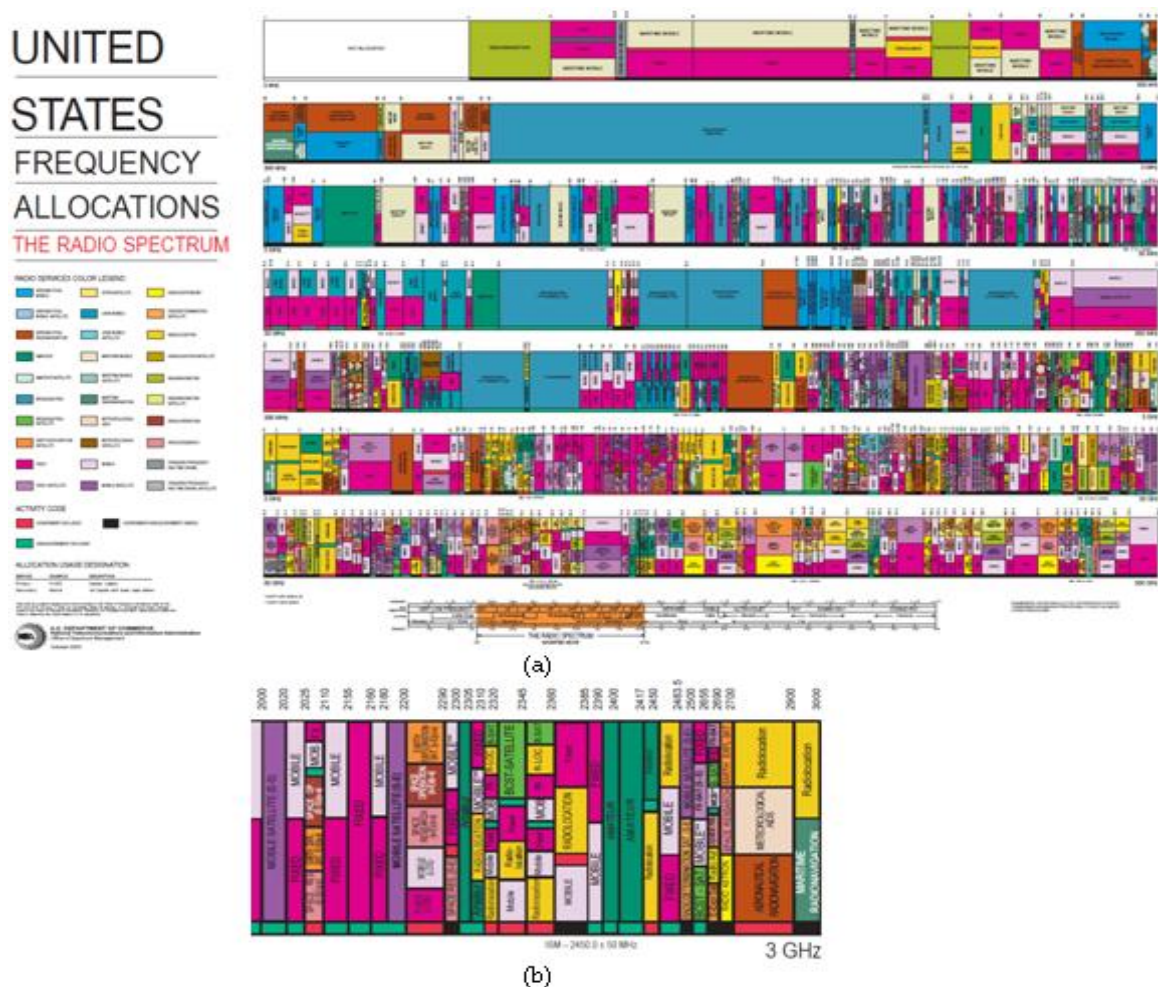


Figure I.1. Charte d'allocation spectrale de la FCC :  
a) Vision globale ; b) Zoom dans la bande 2 à 3 GHz

Dans ce contexte, la radio cognitive est une technologie émergente en matière d'accès sans fil, visant à améliorer considérablement l'utilisation du spectre radio en permettant d'y accéder de manière opportuniste. Le concept de radio cognitive a été introduit en 1998 par Mitola [2, 3] qui le définit comme un système radio conscient de son environnement, capable de modifier son comportement pour suivre des stratégies complexes. Fin 2003, la FCC a validé ce concept en le redéfinissant avec de légères variations [4]. L'idée de la radio cognitive est de disposer d'un système qui peut interagir avec son environnement radio afin de s'y adapter, d'y détecter les fréquences libres et de les exploiter.

Plus généralement, une radio cognitive est un système radio qui opère selon le schéma suivant : observation (mesures), décision (sélection d'une configuration), exécution (reconfiguration), apprentissage (cognition). Ce cycle cognitif se réalise parallèlement avec la fonction principale du système, c'est-à-dire la communication. En matière de radio opportuniste, l'une des applications de la radio cognitive, le cycle est le suivant :

- *Observation* : informations sur l'état d'occupation du spectre ;
- *Décision* : en fonction de l'information recueillie, la radio choisit une bande de fréquence libre pour la poursuite de la communication ;
- *Exécution* : la radio change sa configuration (paramètres d'émission et de réception) afin de pouvoir utiliser la nouvelle bande ;
- *Apprentissage* : la radio tient compte de l'ensemble de ces observations et ces décisions pour anticiper, prédire voir corriger.

La radio cognitive est un domaine de recherche très vaste qui s'étend de chaque couche protocolaire jusqu'à l'interaction avec l'utilisateur. Elle tend à rendre les systèmes radio de plus en plus intelligents et autonomes. La radio cognitive est une évolution de la radio logicielle (SDR, *Software Defined Radio*), système complexe et reconfigurable permettant de mélanger adaptations matérielles et logicielles avec une grande flexibilité. Elle tend à y rajouter de l'intelligence artificielle et de conscience de l'environnement. Une radio cognitive peut éventuellement dialoguer avec une autre radio cognitive, optimiser les liaisons en limitant des interférences avec des utilisateurs proches, ou prendre en compte l'encombrement spectral à un instant donné, en « scannant » une large bande.

Au niveau de la couche physique, les systèmes dédiés à la radio cognitive doivent disposer à la fois d'une fonctionnalité de cognition et d'une fonctionnalité de reconfiguration. La fonctionnalité de cognition inclut la capacité à détecter des fréquences provenant de multiples bandes, de multiples normes ou de multiples canaux, afin de détecter et classifier l'occupation spectrale, et la capacité à décider des caractéristiques optimales pour établir le lien radio, cela à partir d'un certain apprentissage et raisonnement. La fonctionnalité de reconfiguration est la capacité à s'adapter à divers paramètres radio de communication tels que le standard, la fréquence porteuse, la puissance de transmission, la modulation, le codage, et cela sans avoir à changer la partie matérielle.

Dans un article invité récent [5] publié en ligne sur le site de l'IEEE Antennas and Propagation Society, le professeur Christodoulou pose la question suivante : « Pour nous antennistes, quel rôle peuvent jouer les antennes dans ce contexte ? ». Le premier constat est que l'antenne a un rôle encore plus déterminant que jamais à jouer dans ces nouveaux systèmes sans fil. Il est indispensable de disposer d'une antenne adaptée aux multiples bandes et supportant de multiples standards. L'antenne idéale doit permettre à la fois de scruter l'environnement sur une bande de fréquences large de manière isotrope, mais également de communiquer sur une bande de fréquence accordable et de largeur variable, éventuellement dans une direction précise, éventuellement en rejetant une certaine bande de fréquence, ceci afin de limiter les interférences. De plus, le système antennaire devrait être capable d'apprendre, de s'adapter et de se reconfigurer lui-même.

Pour répondre à ce nouveau besoin, le problème est encore très ouvert et de nombreuses géométries et structures d'antennes peuvent être envisagées : réseaux d'antennes, systèmes à multiples antennes, antennes à large bande, antennes reconfigurables à bande étroite, association d'antennes à fonctionnalité spécifique, etc [6].

Les travaux développés dans cette thèse s'inscrivent dans ce contexte général. Cependant, étant donné l'étendue des approches possibles, le champ de l'étude présentée ici sera restreint. Les antennes considérées seront des antennes actives, antennes intégrant dans leur structure la fonctionnalité de reconfiguration, c'est-à-dire munie de composants actifs (une autre solution possible consistant à utiliser une antenne passive suivie d'un étage de traitement du signal reconfigurables) et des antennes ne comportant qu'un unique élément

rayonnant principal (excluant les réseaux d'antennes et les antennes constituées de plusieurs éléments dont la reconfigurabilité provient de la possibilité de commuter l'accès d'alimentation de l'antenne entre les différentes sous-parties). Avec ces restrictions, l'objectif de ce travail est de concevoir de nouvelles antennes reconfigurables intelligentes dédiées aux futurs systèmes cognitifs : proposer de nouvelles topologies d'antennes reconfigurables s'appuyant sur des structures simples et compactes, facilement réalisables et faibles coût.

La suite de ce chapitre commence par un bref résumé des principales caractéristiques des antennes. Ensuite, un état de l'art des antennes reconfigurables est présenté ainsi que les différents moyens utilisés pour offrir des propriétés de reconfiguration. Cet état de l'art fait apparaître une classification à la fois basée sur le type de la reconfigurabilité de l'antenne et la technique utilisée pour l'obtenir.

## **I.2. Rappel sur les antennes**

### **I.2.1. Introduction**

Les antennes sont des dispositifs permettant de rayonner ou de capter les ondes électromagnétiques [7], ou, en d'autres termes, une structure de transition entre espace libre et onde guidée [8]. L'antenne d'émission transforme le courant modulé d'excitation en ondes électromagnétiques capables de se déplacer dans l'atmosphère. Tandis que l'antenne de réception convertit les ondes électromagnétiques reçues en courant susceptible d'être traité par le récepteur.

Il existe plusieurs types d'antennes qui diffèrent par leur fonctionnement, leur géométrie, et leur technologie. Il est possible d'identifier cinq familles à l'origine de l'ensemble des structures rayonnantes : les antennes filaires (comme le dipôle, le monopôle, l'antenne Yagi), les antennes à fentes, les antennes patches (antennes à structures planaires), les antennes à ouverture (comme le cornet), et les antennes à réflecteurs (comme les paraboles).

## I.2.2. Les caractéristiques des antennes

Une antenne se définit par les caractéristiques principales suivantes : impédance d'entrée, fréquence de fonctionnement et bande passante ; caractéristiques de rayonnement : directivité, gain et diagramme de rayonnement et polarisation.

### I.2.2.a. Impédance, fréquence de fonctionnement et bande passante

Une antenne se comporte généralement comme un circuit résonant dont la fréquence de résonance centrale dépend des valeurs de l'inductance  $L$  et de la capacité  $C$  liées à ses structures, à ses dimensions et des éléments ajoutés. Dans un système, l'antenne est connectée aux autres éléments par une ligne de transmission, généralement d'impédance égale à 50 ou 75 Ohms. La réponse fréquentielle d'une antenne est caractérisée par l'évolution en fréquence de son impédance d'entrée.

L'impédance d'entrée complexe de l'antenne s'écrit sous la forme suivante :

$$Z_{in}(\omega) = R(\omega) + jX(\omega) \quad (I.1)$$

avec  $\omega = 2\pi f$  la pulsation,  $X$  la réactance, et  $f$  la fréquence.

Le coefficient de réflexion  $\Gamma$ , qui correspond au rapport entre l'amplitude du signal réfléchi par l'antenne et l'amplitude du signal d'entrée, dépend de l'impédance caractéristique de la ligne  $Z_0$  et de l'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_{in}(\omega)$ . Ce paramètre est défini par la relation suivante :

$$\Gamma = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_0}{Z_{in}(\omega) + Z_0} \quad (I.2)$$

Les pertes par réflexion  $RL$  (en dB) s'en déduisent :

$$RL = -20 \log |\Gamma| \quad (I.3)$$

et le rapport d'ondes stationnaires (ROS) est défini par :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (I.4)$$

L'impédance d'entrée est généralement tracée sur un diagramme de Smith qui permet d'avoir simultanément les informations sur l'amplitude et la phase, et sur la nature inductive



ou capacitive de l'antenne. A la résonance de l'antenne, l'impédance d'entrée de l'antenne est purement réelle et le tracé du diagramme de Smith croise l'axe horizontal.

La bande passante d'une antenne est définie comme la plage de fréquences dans laquelle l'antenne est adaptée. Elle peut donc être déterminée en considérant la bande pour laquelle le coefficient de réflexion de l'antenne est inférieur à - 10 dB, ce qui correspond à un ROS inférieur à 2 comme illustré par la Figure I.2.

Les caractéristiques, en amplitude et en phase, selon la fréquence du coefficient de réflexion et du rapport d'ondes stationnaires sont mesurées en utilisant un analyseur vectoriel de réseau (VNA, *Vector Network Analyzer*).

Les antennes fonctionnent classiquement dans une bande de fréquence étroite, mais avec les évolutions récentes des systèmes radio, de plus en plus d'antennes présentent de larges à ultra larges bandes de fréquences. Certaines peuvent aussi fonctionner dans plusieurs bandes de fréquences distinctes, les antennes sont dites alors multi-bandes. Pour les antennes à faible bande passante, la bande passante est souvent fournie en pourcentage de la fréquence centrale, et pour les antennes larges bandes, le ratio entre des bornes supérieures et inférieures de la bande est généralement donné.

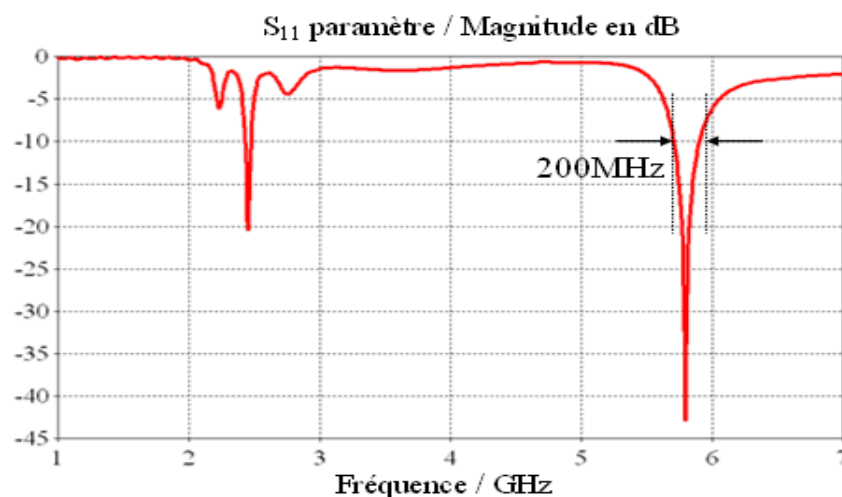


Figure I.2. Exemple de coefficient de réflexion et de la bande passante associée

### I.2.2.b. Caractéristiques de rayonnement

Les diagrammes de rayonnements sont des représentations graphiques des propriétés de rayonnement de l'antenne en champ lointain et quantifient la capacité d'une antenne à

transmettre/recevoir le signal dans une direction particulière. Les diagrammes de rayonnement sont généralement présentés comme l'intensité du rayonnement (égale à la puissance rayonnée pour une unité d'angle solide) normalisée (en dB) en fonction de la direction. A partir des diagrammes de rayonnement, l'ouverture à - 3 dB est définie ; c'est la plage angulaire pour laquelle la puissance rayonnée est supérieure à la moitié de la puissance rayonnée maximale.

Une antenne est directive quand elle focalise l'énergie qu'elle rayonne dans une direction de l'espace tandis qu'une antenne isotrope rayonne dans toutes les directions. Dans le cas d'une antenne directive, l'énergie rayonnée est répartie inégalement dans l'espace, certaines directions étant privilégiées : l'antenne présente alors des lobes de rayonnement. Le diagramme de rayonnement d'une antenne permet de visualiser ces lobes dans les trois dimensions de l'espace (Figure I.3), dans le plan horizontal et dans le plan vertical incluant le lobe le plus important.

La directivité (dBi) d'une antenne,  $D(\theta, \varphi)$ , présente le rapport entre la densité de puissance rayonnée dans une direction donnée et la densité de puissance rayonnée par une source isotrope. La directivité donne des informations sur les propriétés directionnelles d'une antenne sans tenir compte de son efficacité,  $\eta$ . L'efficacité traduit le rendement de l'antenne et dépend de la résistance de rayonnement et de la résistance de pertes. Les pertes dans les antennes peuvent être de plusieurs natures : pertes ohmiques des conducteurs, pertes capacitives, pertes diélectriques, excitation d'ondes de surface/modes de substrat, rayonnement non désiré des lignes d'accès ou fuite de courants dans les lignes de contrôle/polarisation.

Le gain de l'antenne,  $G(\theta, \varphi)$ , est un paramètre proche de la directivité mais qui prend en compte l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Il est défini comme le ratio de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée si la puissance acceptée dans l'antenne était rayonnée de manière isotrope. Dans cette définition, il faut remarquer que les pertes liées à la désadaptation et la polarisation ne sont pas prises en compte. Le gain est rattaché à l'efficacité en rayonnement et à la directivité de l'antenne par la relation suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \eta \cdot D(\theta, \varphi) \quad (I.5)$$

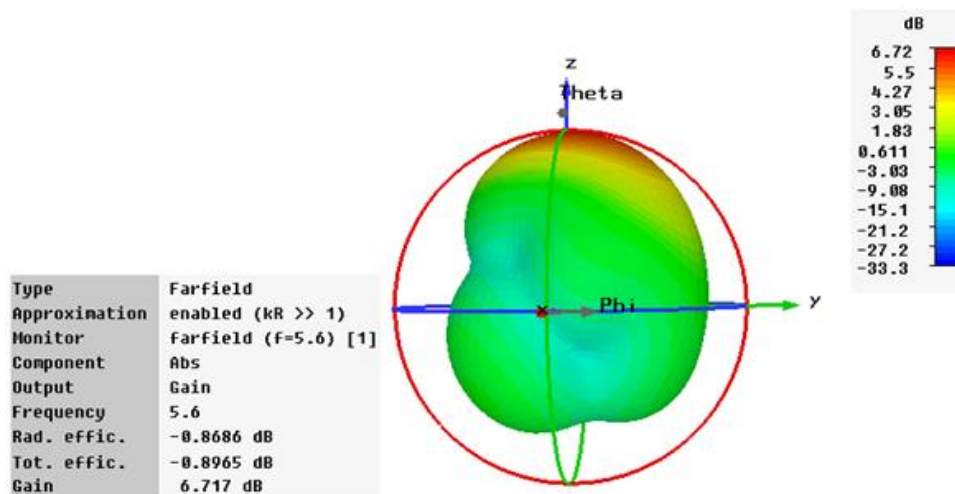


Figure I.3. Exemple de diagramme de rayonnement en 3D d'une antenne

Une antenne directive est considérée comme une antenne à gain, gain qui s'exprime en « dBi » décibels par rapport à l'antenne isotrope. Les mesures du gain de l'antenne sont effectuées dans une chambre d'anéchoïque.

### I.2.2.c. Polarisation

La polarisation d'une antenne correspond à celle du champ électrique  $E$  de l'onde électromagnétique qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit au travers de son lobe principal. La polarisation est de type linéaire si le vecteur champ électrique de l'onde rayonnée par l'antenne est toujours dans la même direction. Une polarisation linéaire peut être horizontale ou verticale. Dans les cas contraires, la polarisation est dite elliptique : le champ électrique décrivant une ellipse.

## I.3. Antennes reconfigurables : définition et technologies

### I.3.1. Qu'est-ce qu'une antenne reconfigurable ?

Le terme antenne reconfigurable a été introduit pour la première fois en 1998 [9]. Une antenne reconfigurable étend les capacités d'une antenne classique en offrant la capacité de changer sa configuration, c'est-à-dire de changer une à plusieurs de ses caractéristiques fondamentales par un moyen électrique, mécanique ou autre, et cela en fonction des besoins et du contexte environnemental. La reconfiguration de l'antenne est réalisée en modifiant la distribution du courant électrique, en conséquence les propriétés du champ

électromagnétique et de l'impédance, donc les propriétés d'émission et de réception [10], et ceci de façon discrète ou continue.

Il existe une très large variété d'antennes reconfigurables et donc plusieurs façons de les classer. Cette catégorisation peut être faite selon la propriété physique qui les rend reconfigurables (modifications des lignes de champ, modification de propriétés diélectriques ou diamagnétiques d'éléments de l'antenne, déformation géométrique, etc.), du type de composants reconfigurables employés (diodes, transistors, MEMS – *Micro Electro Mechanical Systems* -, etc.), ou encore de leur structure géométrique. Une autre façon de les classer est de les distinguer selon les fonctions de reconfigurabilité qu'elles offrent, la technologie apparaissant ainsi comme le résultat d'un besoin : reconfiguration en fréquence ; reconfiguration du rayonnement ; reconfiguration de la polarisation ; et toute combinaison des trois configurations précédentes.

La reconfiguration en fréquence recouvre différentes fonctionnalités : la commutation de fréquence, l'accordabilité en fréquence, le changement de bande passante ou encore des fonctionnalités de filtrage, par exemple la réjection de fréquence. La reconfiguration du diagramme de rayonnement concerne le balayage angulaire, les changements de directivité/ouverture de faisceau, les fonctionnalités de filtrage spatial, et de manière la plus générale, la synthèse d'un faisceau selon des caractéristiques souhaitées. Enfin la reconfiguration de la polarisation recouvre tous les changements dans la polarisation, par exemple passer d'une polarisation linéaire à circulaire ou changer le sens de la polarisation circulaire.

Une antenne reconfigurable idéale est capable de faire varier indépendamment (c'est-à-dire de façon découplée) toutes ces caractéristiques sur une très large plage.

### **I.3.2. Comment s'effectue la reconfigurabilité ?**

La reconfiguration de l'antenne peut être obtenue par diverses approches. Certaines techniques ont recours à des composants localisés actifs qui permettent de modifier de façon quasi-ponctuelle les lignes de courant ou l'impédance, d'autres s'appuient sur une altération mécanique de la structure constituant l'antenne, tandis que d'autres utilisent des substrats à caractéristiques accordables. D'autres approches (non traitées ici) s'appuient sur la

reconfigurabilité des réseaux d'alimentation, ou encore excitent de façon appropriée les réseaux d'antennes.

Avec les progrès de la microélectronique, l'emploi de commutateurs actionnés électriquement et de varactors a offert de nouveaux moyens pour obtenir des structures reconfigurables. En effet, insérés dans la structure de l'antenne, ils permettent d'en modifier sa longueur électrique effective, de modifier la taille et/ou la forme de l'élément rayonnant, de réaliser des courts-circuits ou des fentes commutables, d'ajouter des éléments parasites, et cela de façon commandée. Ses modifications s'effectuent de façon discrète (commutation) ou de façon continue (accordabilité).

Les commutateurs à diode PIN (Positif – Intrinsèque – Négatif) sont les commutateurs radiofréquences les plus répandus. Les diodes PIN sont capables de commuter en un laps de temps très bref, présentent des tensions de commande peu élevées (de l'ordre d'un volt) pour une consommation de puissance pouvant atteindre 50 mW et elles possèdent une résistance série assez importante en polarisation directe néfaste pour leur niveau d'isolement. Les varactors (ou diodes varicaps) sont des capacités variables dont les valeurs dépendent de la tension de polarisation appliquée en inverse. La façon dont varie leur capacité est donc directement fonction de la forme d'onde de la tension appliquée. Les MEMS sont utilisés comme interrupteurs ou capacités variables [11]. Ils nécessitent des tensions de commande relativement faibles, consomment assez peu, et présentent des temps de réponse faibles. Cependant encore aujourd'hui, leur fiabilité à long terme reste non garantie et leur coût d'encapsulation reste relativement élevé.

Que ce soit pour les semi-conducteurs ou les composants MEMS, il est nécessaire de ramener des lignes de polarisations (qui peuvent être résistives) près de la partie radiofréquence (RF), et alors d'intégrer des éléments de découplage ou de modifier les topologies. En effet, les lignes de courant continu, généralement intégrées dans le plan de l'antenne, entraînent des interférences modifiant fortement les performances électromagnétiques de l'antenne. Afin d'éviter la présence de lignes de polarisation, il est possible d'utiliser des commutateurs optiques photoconducteurs dont la commande est optique et qui offrent aussi l'avantage d'être très rapides.

D'autres approches pour modifier les propriétés électromagnétiques d'une antenne sont possibles. La première concerne la déformation mécanique de l'élément rayonnant soit par une commande manuelle, soit par une commande électrique. Une autre possibilité est d'utiliser des matériaux « agiles » ou « intelligents », matériaux dont les propriétés diélectriques (permittivité et/ou perméabilité) peuvent être modifiées via une commande externe (effet d'un champ électrique et/ou magnétique, respectivement). Ils sont la plupart du temps utilisés comme substrats sur lesquels les antennes sont réalisées mais ils peuvent aussi être utilisés de façon localisée. Ils offrent l'avantage d'être de plus en plus facilement intégrables mais présentent les inconvénients suivants : la commande est difficilement intégrable pour les matériaux ferromagnétiques, les pertes sont assez importantes pour les matériaux ferroélectriques, et les temps de réponse sont élevés pour les cristaux liquides.

Les tableaux suivants (Tableau I.1 et Tableau I.2) présentent respectivement une comparaison des performances de différents éléments localisés agiles et une comparaison des performances de différents matériaux agiles [12]. Dans les deux cas, six critères de comparaison sont utilisés. En particulier, le facteur d'agilité correspond au rapport entre la capacité maximale et la capacité minimale obtenue par l'application d'une commande extérieure pour les composants utilisés en capacité variable. D'autre part, le CQF (*Commutation Quality Factor*, appelé aussi facteur de Vendik) est un facteur mis au point pour évaluer les performances des composants agiles indépendamment de la technologie utilisée [13]. Ce facteur prend en compte l'agilité de l'élément variable et ses pertes.

	Facteur d'agilité	CQF	Temps de réponse (s)	Tension de commande (V)	Consommation de puissance	Coût
Diodes PIN	-	Moyen	$10^{-6}$	5	Elevée	Moyen
MEMS	50 – 100	Elevé	$10^{-5}$	30	Faible	Elevé
Capacités ferroélectriques	1,5 – 3	Moyen	$10^{-10}$	qq. centaines (planaire)	Faible	Faible
Varactors	2 – 4	Moyen	$10^{-6}$	6	Elevée	Moyen
Transistors FET	-	Faible	$10^{-9}$	5	Elevée	Moyen
Photoconducteurs	-	Moyen	$10^{-9}$	-	-	Elevé

Tableau I.1 Comparaison des performances de différents éléments localisés agiles

	Facteur d'agilité	Temps de réponse (s)	Pertes diélectriques ou magnétiques	Intégration de la commande	Intégration du matériau	Potentiel d'amélioration du matériau
<b>Ferromagnétiques</b>	Jusqu'à 10	$10^{-10}$	$10^{-4} - 10^{-3}$	Difficile	Aisée	Moyen
<b>Cristaux liquides</b>	1,1 – 1,5	$T_{on} = qq. ms$ $T_{off} = qq. s$	$\geq 10^{-2}$	Aisée	Moyenne	Elevé
<b>Ferroélectriques</b>	1,5 – 4	$10^{-10}$	$10^{-3} - 10^{-2}$	Aisée	Aisée	Moyen

Tableau I.2 Comparaison des performances de différents matériaux agiles

Ce rapide panorama des méthodes permettant d'obtenir une fonctionnalité de reconfiguration des antennes montre qu'il n'existe pas de solution universelle. Le choix technologique doit se faire en fonction des besoins de l'application visée notamment en termes de consommation, d'encombrement, de performances électriques, de simplicité de mise en œuvre, de fiabilité et de coût.

Les paragraphes qui suivent, présentent un aperçu de quelques antennes reconfigurables rencontrées dans la littérature. Il n'est évidemment pas possible d'être exhaustif étant donné le nombre très important de publications dans le domaine. Le classement proposé pour cette présentation s'appuie d'abord sur la fonction de reconfiguration, et ensuite des moyens de la réaliser.

## I.4. Antennes reconfigurables en fréquence

La reconfiguration en fréquence peut être obtenue par commutation ou de façon continue. La commutation consiste à permettre à l'antenne de commuter entre plusieurs bandes. Les antennes à commutation sont celles qui permettent d'avoir les excursions en fréquence les plus élevées, car il est possible de commuter des sections d'antennes de longueur différentes et de changer la fréquence de résonance de manière inversement proportionnelle à la modification de la longueur électrique effective. Les antennes accordables en fréquence offrent la possibilité de faire varier de façon continue une ou plusieurs fréquences de résonance. Si la commande n'est pas continue mais à états discrets, elles permettent alors des commutations en fréquence également.

Les exemples qui suivent donnent un aperçu des méthodes utilisées pour obtenir une reconfiguration en fréquence. Dans ce cas, la métrique de base est la caractéristique d'adaptation  $S_{11}$  (ou coefficient de réflexion) de l'antenne.

#### I.4.1. Commutation de fréquences par diodes PIN

Un exemple d'antennes reconfigurables en fréquence à diodes PIN exploitant la variation de la longueur électrique est présenté par la Figure I.4 [14]. Il s'agit d'une antenne reconfigurable quasi-Yagi muni d'un dipôle replié. La fréquence centrale de l'antenne est réglée électroniquement en changeant la longueur électrique efficace du conducteur dipôle replié, ce qui est réalisé en employant des diodes PIN (Macom MA4AGBL912). Lorsque les diodes 1 et 2 sont passantes (les autres diodes étant bloquées), la longueur du dipôle est raccourcie, et l'antenne fonctionne dans la gamme de fréquences 6,4 à 8 GHz. Dans le cas contraire (diodes 1 et 2 bloquées, et diodes 3 à 6 passantes), la bande passante de l'antenne s'étend de 5,3 à 6,6 GHz. Cette antenne offre donc deux bandes passantes distinctes selon la configuration choisie.

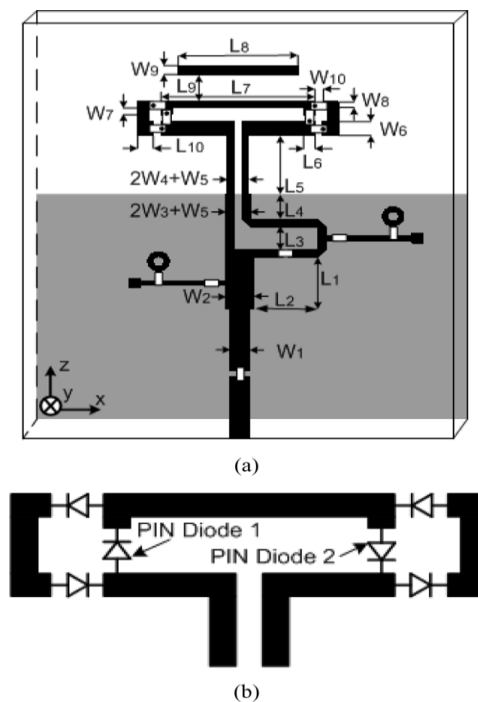


Figure I.4. Antenne quasi-Yagi à dipôle replié reconfigurable en fréquence :  
a) Topologie de l'antenne ; b) Orientation des diodes PIN dans le dipôle replié

Elle est imprimée sur un substrat de type Rogers, d'épaisseur 0,813 mm et de constante diélectrique égale à 3,55.



Un exemple d'antenne reconfigurable en fréquence utilisant des diodes PIN afin de modifier la forme d'une fente est celui présenté dans [15]. L'antenne proposée est une antenne papillon (*bow-tie*) large bande à alimentation coplanaire munie d'une fente (ou encoche) permettant de rejeter une bande de fréquences. Cette structure offre alors la possibilité de modifier facilement la bande rejetée en plaçant des courts-circuits le long de la fente modifiant ainsi ses caractéristiques. Le prototype présenté permet d'obtenir quatre états à l'aide de six diodes PIN (Aeroflex-Metelics MPN7310) dans une gamme de fréquences s'étendant de 1,5 à 5 GHz (Figure I.5). La topologie de l'antenne a été optimisée pour offrir une adaptation de 50 Ohms et cela sans ajout d'un réseau d'adaptation.

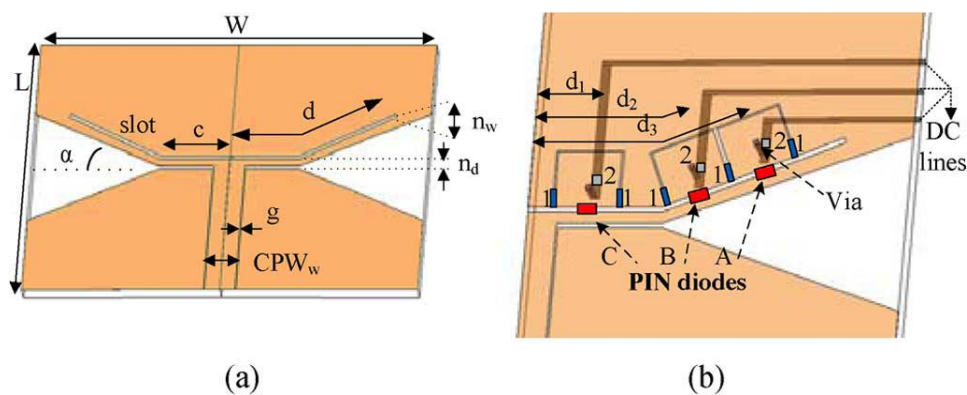


Figure I.5. Antenne papillon à fente reconfigurable en fréquence :  
a) Topologie générale ; b) Position et alimentation des diodes PIN

Le substrat utilisé est de type Arlon CuClad217 d'épaisseur 1,524 mm et de constante diélectrique 2,17.

L'une des difficultés de mise en œuvre des diodes PIN est l'influence des lignes électriques qui les alimentent qui viennent perturber le rayonnement électromagnétique de l'antenne. Dans le cas d'un patch rectangulaire à fente reconfigurable en fréquence, [16] l'étude de l'effet de ces lignes et propose une solution pour optimiser leur placement dans la géométrie de l'antenne.

#### I.4.2. Commutation de fréquences par MEMS

Un exemple d'antenne utilisant des MEMS est proposé dans [17]. L'antenne présentée est basée sur une antenne planaire fractale de type « Sierpinski » constitué de triangles isocèles. L'alimentation est placée au centre de symétrie de l'antenne rendue reconfigurable par l'ajout d'interrupteurs aux jointures entre triangles (Figure I.6). Ces connecteurs

permettent, ou non, la connexion des différentes parties conductrices de l'antenne. Quatre configurations de cette antenne peuvent être obtenues. Parmi ces quatre, deux sont symétriques, commutateurs tous fermés ou tous ouverts, et conduisent respectivement à une géométrie du patch de type papillon ou de type fractal (à une itération). L'antenne a été conçue pour présenter trois bandes de fréquence autour de 8, 14, et 24 GHz.

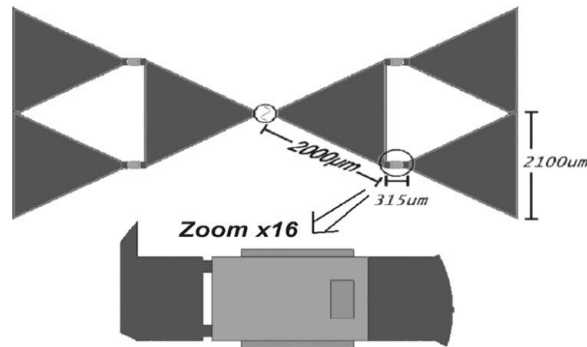


Figure I.6. Antenne fractale reconfigurable en fréquence utilisant des commutateurs RF-MEMS

Un autre motif souvent exploité est celui de la ligne méandre (Figure I.7) [18] ou spirale (Figure I.8) [19].



Figure I.7. Antenne fractale reconfigurable en fréquence utilisant des commutateurs RF-MEMS

Par exemple, le dipôle méandre possède une longueur qui peut être modifiée grâce à des interrupteurs MEMS. Les éléments de commutation placés le long de la ligne conductrice peuvent l'interrompre ou la court-circuiter, ce qui permet de faire varier la fréquence de résonance : quatre fréquences de résonance sont obtenues dans une gamme de fréquences allant de 1 à 2 GHz.

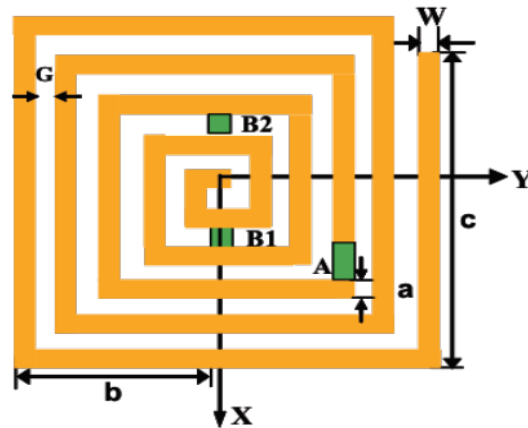


Figure I.8. Antenne spirale reconfigurable en fréquence

Un autre type d'antenne reconfigurable en fréquence utilisant des MEMS exploite les fentes. Un exemple est présenté dans [20]. Il s'agit d'une antenne à fente annulaire, antenne déjà étudiée pour les communications mobiles et connue pour permettre d'obtenir facilement des bandes de fréquence multiples.

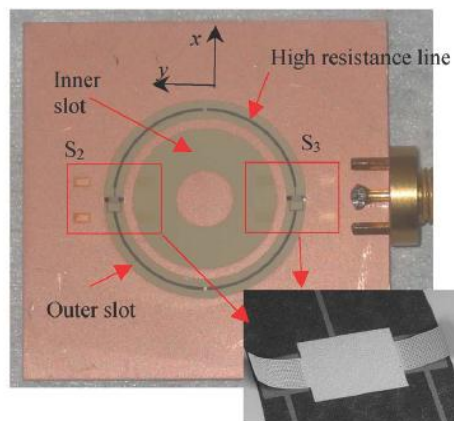


Figure I.9. Photographie de l'antenne annulaire fente reconfigurable

La structure proposée (Figure I.9) utilise des MEMS afin de modifier la géométrie de l'antenne (simple et double bras) et offrir alors deux bandes de fréquence réglables à 2,4 GHz et 5,2 GHz (standard IEEE 802.11 WLAN).

L'antenne est réalisée sur deux couches séparées à partir d'un substrat TMM10i d'épaisseur 0,635 mm, de permittivité égale à 9,8 et tangente de perte égale à 0,002.

Une autre façon d'obtenir une antenne reconfigurable en fréquence utilisant des MEMS est d'utiliser un élément rayonnant dont l'échelle peut varier par commutation. Un exemple

est présenté dans [21]. Cette antenne est conçue à partir de deux patches (nommés CP - *Centre Patch* et OP- *Outer Patch*), de six commutateurs MEMS permettant de relier les patches, et d'un stub perturbateur qui permet d'obtenir un mode de polarisation circulaire (Figure I.10). L'écart ( $G$ ) entre le patch CP et le patch OP est optimisé à 1,5 mm pour obtenir la meilleure résonance possible aux deux fréquences 4,8 et 7,6 GHz. Le substrat utilisé est un substrat de type Roger RO4003 d'épaisseur 1,5254 mm, de permittivité 3,38 et de tangente de perte 0,0027.

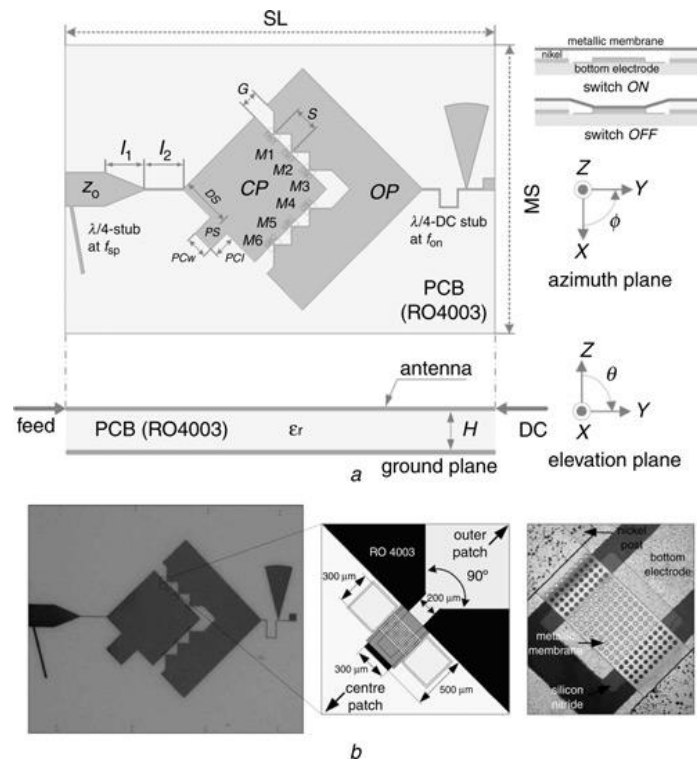


Figure I.10. a) Géométrie de l'antenne « patch » reconfigurable, b) Photographie du prototype de l'antenne fabriquée

### I.4.3. Commutation de fréquences par photoconducteurs

Dans [22], des commutateurs optiques photoconducteurs sont utilisées pour changer la longueur des deux bras d'une antenne dipôle (Figure I.11) pour faire varier la fréquence de résonance entre 2,16 GHz et 3,15 GHz.

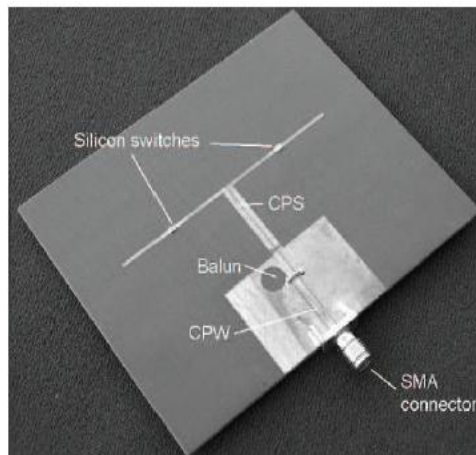


Figure I.11. Antenne dipôle reconfigurable en fréquence grâce des photo-commutateurs

L'antenne proposée dans [23] est composée d'une structure rayonnante constituée d'un anneau circulaire extérieur et d'un patch circulaire intérieur (Figure I.12). Les deux éléments rayonnants sont séparés par un gap de 1 mm et peuvent être connectés grâce à deux commutateurs photoconducteurs. Lorsque les deux commutateurs sont à l'état bloqué, seul l'anneau circulaire est alimenté, et l'antenne présente une résonance entre 18 et 19 GHz. Lorsque les commutateurs sont activés (passants), une nouvelle résonance apparaît à 12 GHz.

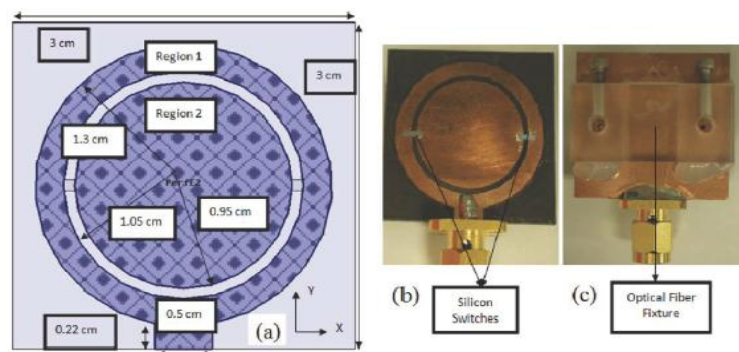


Figure I.12. Antenne reconfigurable à commutateur optique :  
a) Dimensions de l'antenne ; Photographie de l'antenne b) face avant ; c) face arrière

Le substrat utilisé est de type Roger Duroid de constante diélectrique 2,2 et d'épaisseur de 1,6 mm. La commande des commutateurs est réalisée par l'intermédiaire d'une diode laser à 808 nm et d'une fibre optique.

#### I.4.4. Commutation à l'aide de charges réactives

L'antenne considérée dans [24] donne un exemple d'antenne reconfigurable utilisant des charges réactives. Il s'agit d'une antenne PIFA dans la structure de laquelle sont incluses sept charges réactives placées à des positions correspondant à des amplitudes élevées de la distribution de courant pour un fonctionnement à la fréquence 2,4 GHz : six sont placées dans la structure de l'élément rayonnant et une dans la ligne d'alimentation.

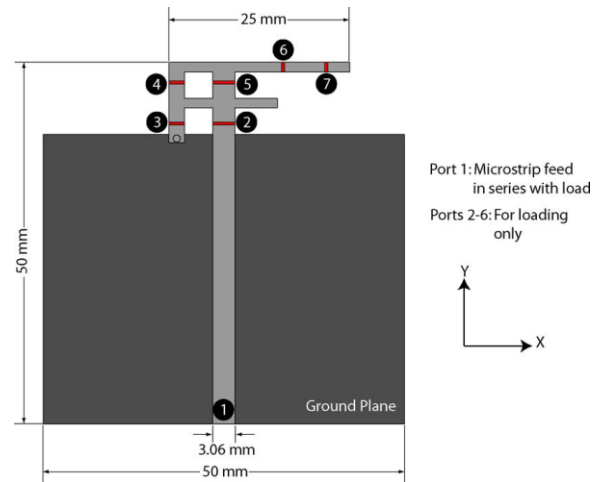


Figure I.13. Antenne PIFA imprimée reconfigurable en fréquence avec charges réactives

La structure proposée permet d'offrir six fréquences opérationnelles comprises dans la bande 1,65 – 3,25 GHz. Cette antenne est imprimée sur un substrat FR4 d'épaisseur 1,5 mm, de permittivité relative 4,4, et de tangente de perte 0,016.

#### I.4.5. Accord en fréquence à l'aide de varactors

Un exemple d'antenne reconfigurable en fréquence utilisant des varactors et exploitant la variation de la longueur électrique est donné dans [25]. L'antenne proposée est basée sur un dipôle quasi-Yagi. Trois varactors de type MGV125-20-0805-2 sont utilisés : deux sont placés dans les deux bras de l'élément alimenté, et un se situe au niveau de l'élément parasite (Figure I.14).

L'antenne est métallisée des deux côtés sur un substrat Rogers R04003 d'épaisseur de 0,813 mm, de constant diélectrique 3,55 et de tangente de perte 0,0017. Un réglage continu de la fréquence est obtenu dans une bande allant de 1,80 à 2,45 GHz. L'élément directeur est également ajustable de sorte à maintenir un fort gain.

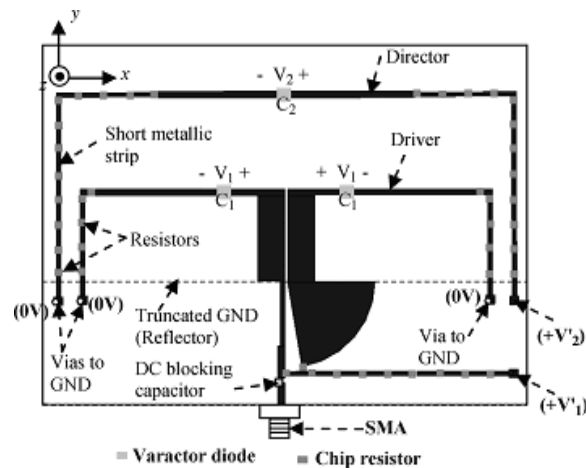


Figure I.14. Antenne quasi-Yagi reconfigurable en fréquence par trois varactors

Un autre exemple d'antenne reconfigurable en fréquence utilisant un varactor est illustré par la Figure I.15.

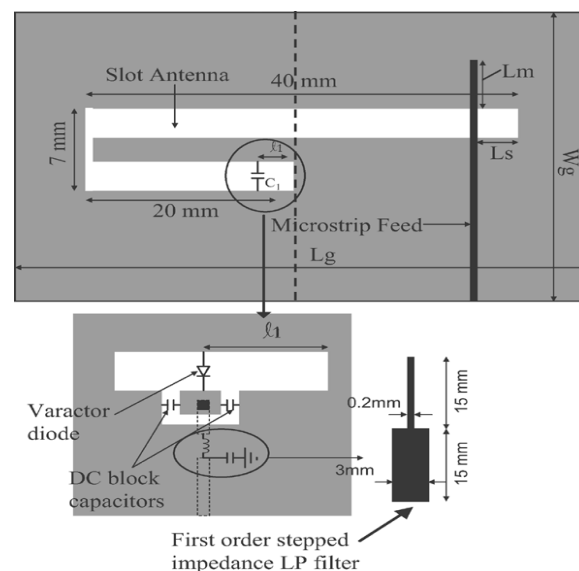


Figure I.15. Antenne bi-bande reconfigurable en fréquence à l'aide d'un varactor

Il s'agit d'une antenne bi-bande [26]. La structure proposée exploite la modification de la longueur électrique de la fente (et par suite, sa fréquence de fonctionnement). Pour cela, un varactor localisé est placé au niveau de la fente afin de la charger. La variation de l'impédance (par l'intermédiaire de la capacité) a pour effet de modifier les caractéristiques de l'élément rayonnant : lorsqu'elle diminue, les deux fréquences de résonance ( $f_1$ ,  $f_2$ ) de l'antenne augmentent. Plus précisément, la première fréquence de résonance,  $f_1$ , peut varier de 1,8 à 1,95 GHz ce qui permet d'obtenir un rapport des deux fréquences ( $f_1 / f_2$ ) qui augmente de manière continue de 1,2 à 1,65 lorsque la tension passe de 1,5 à 30 V. Le

substrat utilisé est de type RO4350B d'épaisseur 0,5 mm, de constante diélectrique 3,4 et de tangente de perte 0,003. Le varactor est produit par Métails : il s'agit d'un SODT 3001 présentant une capacité variant de 0,5 à 2,2 pF pour une tension évoluant de 30 à 0 V.

Dans [27], l'antenne est constituée d'un patch en forme de « S » et d'un varactor placé sur la ligne d'alimentation coplanaire, comme illustré par la Figure I.16. En polarisant la diode jusqu'à 30V, l'impédance et donc la fréquence de résonance de l'antenne peuvent être modifiées. La gamme de fréquences réglables est comprise entre 1,7 et 2,23 GHz, avec une bande passante de 60 MHz.

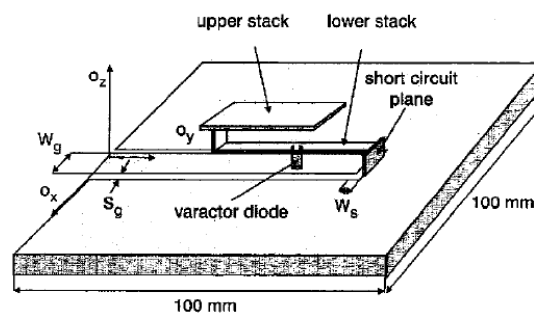


Figure I.16. Antenne « S » avec varactor reconfigurable en fréquence

Les applications visées sont les standards DCS 1800, PCS et UMTS. Le substrat utilisé est de type Duroid d'épaisseur 1,524 mm, de constante diélectrique 2,2 et de tangente de perte 0,001. Le varactor utilisé est un MA4ST560-L120 qui présente une capacité variant de 0,5 à 2,2 pF pour une tension évoluant de 30 à 0 V.

L'exemple qui suit, utilise un principe semblable à l'antenne précédente en intégrant un varactor (BBY59) dans la ligne d'alimentation, mais aussi une diode PIN (MPP4203) permettant de changer la forme de l'élément rayonnant principal, comme illustré par la Figure I.17 [28]. Cette antenne est conçue pour offrir les quatre modes de fonctionnement suivants : USPCS (1,85 – 1,99 GHz), WCDMA (1,92 – 2,18 GHz), m-WiMAX (3,4 – 3,6 GHz), et WLAN (5,15 – 5,825 GHz). Le substrat est de type FR4 d'épaisseur 0,8 mm, de constante diélectrique de 4,4 et de tangente de perte 0,001.



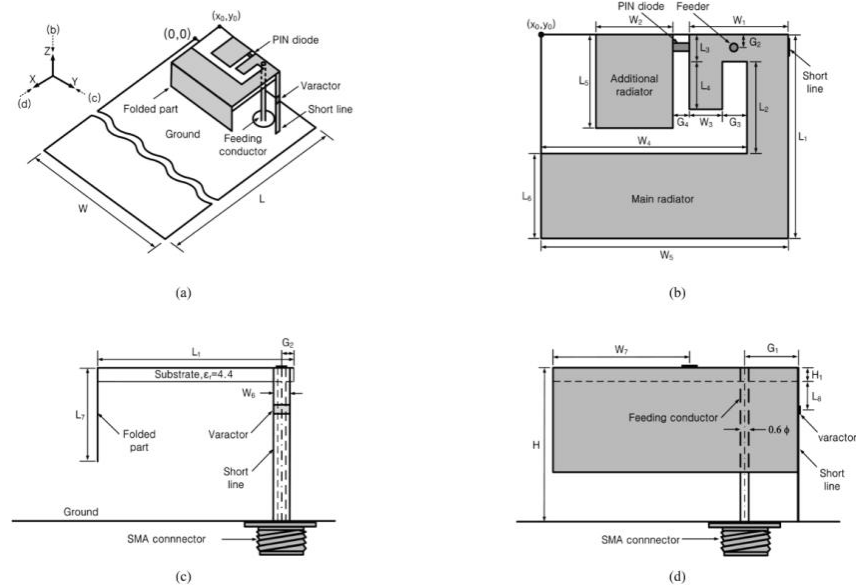


Figure I.17. Antenne PIFA reconfigurable en fréquence avec varactor et diode PIN :  
a) Vue 3D ; b) Vue de face ; c) Vue de côté ; d) Vue arrière

#### I.4.6. Accord en fréquence par déformation mécanique

Un exemple d'accord en fréquence par déformation mécanique est donné par [29] qui présente une antenne large bande monopole planaire à élément à enroulement (Figure I.18).

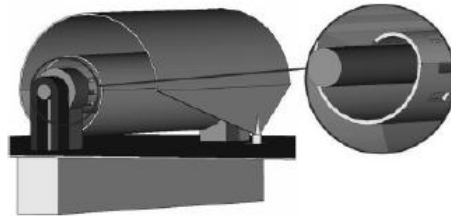


Figure I.18. Antenne reconfigurable en fréquence avec élément à enroulement

La fréquence de résonance peut être réglée de 2,9 à 15 GHz en ajustant le degré de resserrement de la spirale.

#### I.4.7. Accord en fréquence à l'aide de matériaux « intelligents »

Un accord en fréquence peut aussi être obtenu en utilisant des substrats dont les caractéristiques diélectriques ou diamagnétiques sont accordables. Ce substrat peut aussi être de type bande électromagnétique interdite (EBG, *Electromagnetic Band-Gap*) comme présenté dans [30]. L'antenne proposée est un patch microruban constitué d'un substrat de structure périodique, dont chaque cellule est chargée par un composant reconfigurable. La

Figure I.19 en donne une illustration. La surface EBG peut être reliée ou non au plan de masse de l'antenne. A partir de ces deux configurations, deux fréquences de résonance à 1,96 GHz et à 2,45 GHz peuvent être obtenues.

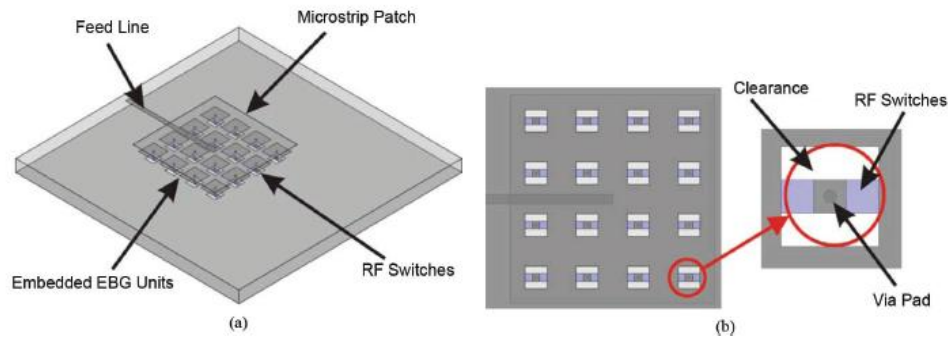


Figure I.19. Antenne patch reconfigurable en fréquence sur substrat EBG

## I.5. Antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement

Par définition, les antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement modifient la forme, la direction et le gain des diagrammes de rayonnement afin de privilégier ou non certaines directions. Les réseaux d'antennes sont généralement utilisés pour obtenir cette fonctionnalité, mais ils ne seront pas abordés ici. Seules les structures possédant un unique élément rayonnant seront présentées.

### I.5.1. Utilisation de diodes PIN

Une solution possible pour concevoir une antenne reconfigurable en diagramme est d'utiliser des antennes filaires. La variation du diagramme s'accompagne d'un changement de la fréquence de résonance qu'il faut minimiser. Un exemple d'antenne microruban en forme de spirale carrée, présenté dans [31], est illustré par la Figure I.20a. Dans la configuration d'origine, la longueur de la spirale carrée est d'environ une longueur d'onde et la polarisation est linéaire. Le substrat est de type Roger Duroid 5880 de constante de diélectrique relative 2,2. Pour reconfigurer le diagramme de rayonnement, deux diodes PIN sont utilisées : l'une est située à un quart de longueur d'onde du point d'alimentation et permet de réaliser un court-circuit avec le plan de masse ; l'autre est placée dans la spirale et permet de réaliser un court-circuit. Lorsque les deux diodes sont actives, le diagramme de rayonnement subit une rotation de  $45^\circ$  (Figure I.20).

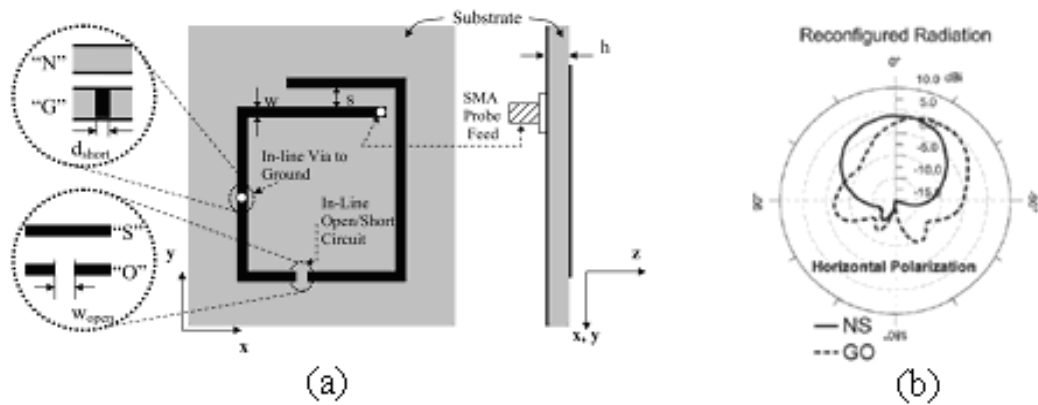


Figure I.20. Antenne filaire à spirale carrée reconfigurable en diagramme :  
 a) Topologie de l'antenne ; b) Diagrammes NS : configuration initiale ; GO : diodes activées

Dans cette configuration, la fréquence de résonance est égale à 3,7 GHz. La topologie proposée permet, en plus, une reconfiguration en fréquence de la bande S (3,7 GHz) à la bande C (6,0 GHz) en activant seulement l'une des diodes.

L'exemple présenté par la Figure I.21 est une antenne composée d'une fente en L, et de deux diodes PIN et de deux condensateurs localisés qui permettent de court-circuiter la fente en des points spécifiques [32].

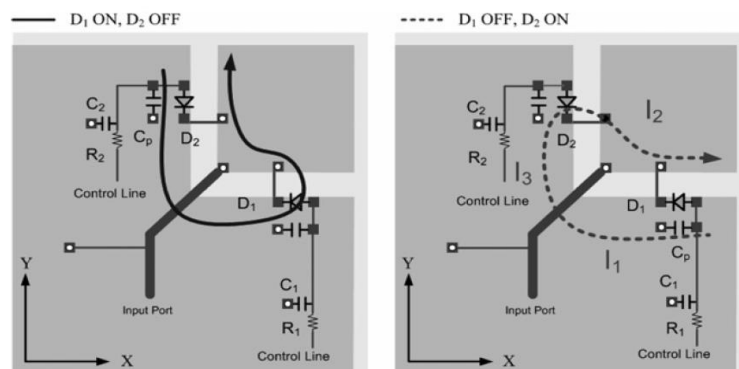


Figure I.21. Antenne reconfigurable en diagramme avec fente en L : deux configurations selon l'état des diodes

La distribution de courant peut alors être modifiée et cela conduit à un diagramme de rayonnement reconfigurable (Figure I.22) pour une fréquence de fonctionnement égale à 2,45 GHz. Le prototype réalisé utilise un substrat FR4 d'épaisseur 0,8 mm et de constante diélectrique égale à 4,4. Les diodes PIN utilisées sont des diodes BAR64-02V d'Infineon. Un second prototype où les condensateurs sont remplacés par des varicaps est présenté et

permet d'obtenir en plus de la reconfiguration en diagramme, une reconfiguration en fréquence dans une bande comprise entre 2,0 et 2,7 GHz.

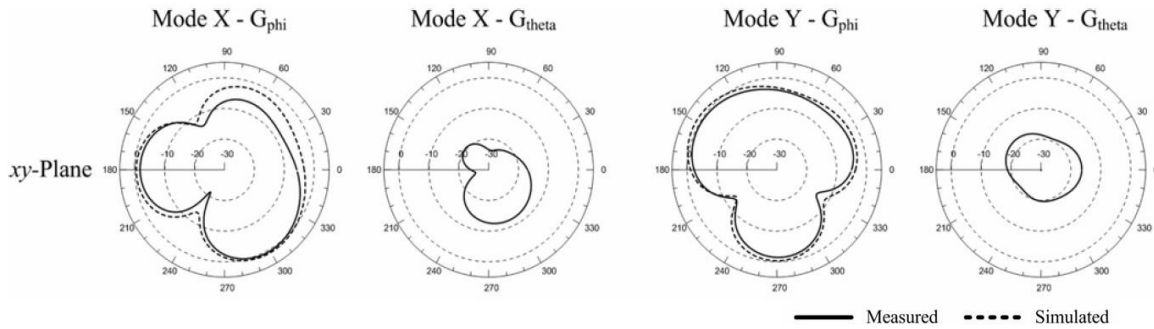


Figure I.22. Diagrammes de rayonnement les deux modes de fonctionnement à 2,45 GHz

Un autre exemple pour obtenir une antenne reconfigurable en diagramme à partir de fentes sur l'élément rayonné est proposé dans [33]. Cette antenne reconfigurable est une antenne large bande qui se compose d'une entrée coplanaire (reliée à un connecteur SMA), de deux transitions coplanaire vers les lignes à fente, d'une paire de lignes coniques (de type Vivaldi) et de quatre diodes PIN (Macom MA4AGBL912). Sa géométrie et le positionnement des diodes sont illustrés par la Figure I.23.

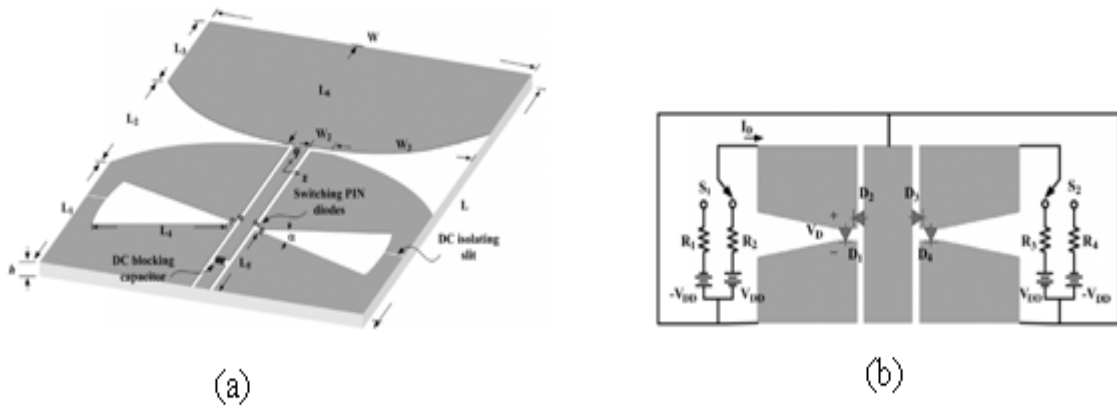


Figure I.23. Antenne reconfigurable en diagramme par l'utilisation d'une fente sur la ligne d'alimentation RF

Selon l'état des diodes PIN, l'antenne est alimentée selon trois configurations dites mode coplanaire, mode droit, et mode gauche selon que la fente (droite ou gauche) est court-circuitée.

La Figure I.24 montre le diagramme de rayonnement de l'antenne selon ces trois configurations pour la fréquence 3,5 GHz. Le substrat utilisé est un substrat Roger RO4003 d'épaisseur 1,524mm et de constante diélectrique 3,38.

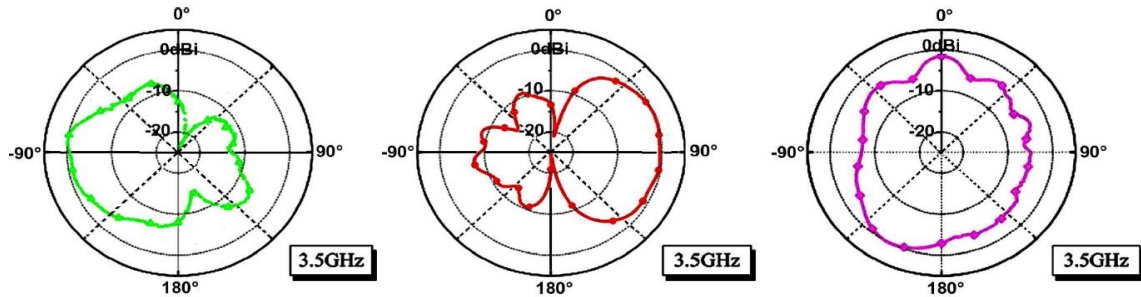


Figure I.24. Diagrammes de rayonnement à 3,5 GHz selon les trois modes de configuration

Il faut remarquer que pour maintenir le comportement fréquentiel de l'antenne, les modifications apportées doivent respecter une certaine symétrie. A défaut, il faut positionner les composants judicieusement pour conserver une impédance quasi-constante quelle que soit la configuration des composants actifs.

### I.5.2. Utilisation de MEMS

Dans [34] est proposée une antenne reconfigurable en diagramme en forme de spirale rectangulaire dans laquelle sont intégrés quatre MEMS (Figure I.25).

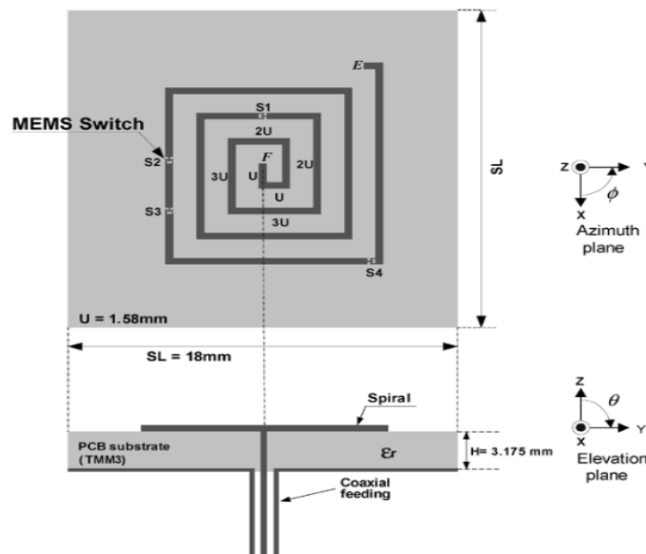


Figure I.25. Antenne à spirale reconfigurable en diagramme

La spirale est alimentée en son centre par un câble coaxial. Elle est imprimée sur deux substrats, l'un de type Roger TMM3 de constante diélectrique 3,27 et de tangente de perte 0,004, et l'autre de type quartz de constante diélectrique 3,78 et de tangente de perte 0,0002, conduisant à deux polarisations circulaires, droite et gauche respectivement. Elle est constituée de cinq sections qui sont connectées par quatre MEMS RF stratégiquement placés

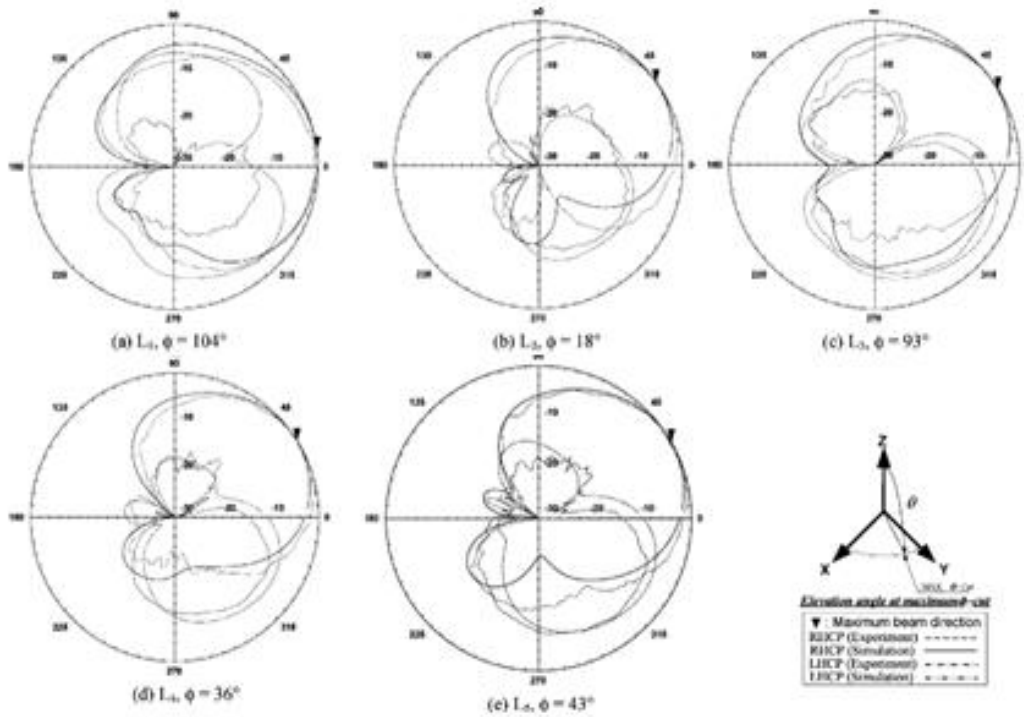


Figure I.26. Diagrammes de rayonnement de l'antenne en spirale selon les 5 configurations

En fonction des commutateurs activés, la longueur totale de la spirale varie et le diagramme de rayonnement se trouve modifié en conséquence (Figure I.26). La fréquence de résonance est égale à 10 GHz.

### I.5.3. Utilisation de photoconducteurs

L'antenne reconfigurable présentée précédemment [22] comme antenne reconfigurable en fréquence offre également la possibilité de reconfiguration en diagramme. La Figure I.27 illustre les différents diagrammes de rayonnement selon l'état des photoconducteurs. Dans le cas où une seule diode est passante, la fréquence de résonance est égale à 2,7 GHz. Quand le commutateur de gauche est activé, le diagramme de rayonnement subit une rotation à gauche dans le plan du champ électrique ; et inversement quand celui de droite est passant.

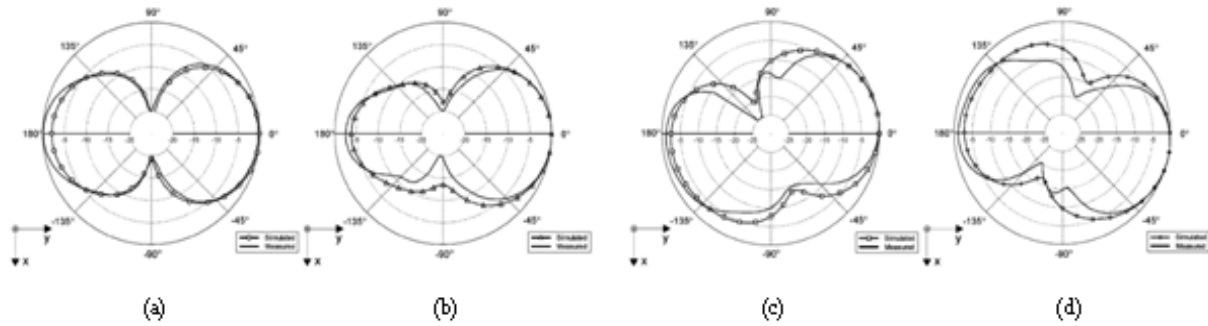


Figure I.27. Diagrammes de rayonnement de l'antenne dipôle reconfigurable en fréquence et en diagramme : a) deux diodes ON ; b) deux diodes OFF ; c), d) une seule diode ON

## I.6. Antennes reconfigurables en polarisation

La reconfiguration en polarisation de l'antenne correspond à la modification de sa polarisation, linéaire ou circulaire. Pour ces antennes, l'objectif est de modifier l'orientation vectorielle du champ émis et cela sans altérer ni les fréquences résonantes, ni la forme du diagramme de rayonnement. D'une façon générale, il faut réussir à modifier le sens et ou la phase de circulation des courants sur l'élément rayonnant sans en modifier l'allure ou les cheminements.

### I.6.1. Utilisation de diodes PIN

Un exemple d'antenne reconfigurable en position utilisant des diodes PIN est proposé dans [35]. Cette antenne, présentée par la Figure I.28a, est constituée d'un patch circulaire alimenté par une ligne microruban de  $50 \Omega$ . Pour contrôler l'état de polarisation de l'antenne, deux diodes PIN sont insérées près du bord de la fente et permettent d'obtenir deux états en polarisation linéaire (basse fréquence et haute fréquence) et deux états en polarisation circulaire, droite et gauche (Figure I.28). Sur la ligne d'alimentation, trois stubs commutables sont utilisés pour maintenir l'adaptation en fonction des états de polarisation. L'antenne est fabriquée avec un substrat Duroid RT-5880 d'épaisseur de 1,524 mm et de permittivité relative de 2,2. L'antenne proposée dans [36] est une antenne reconfigurable en polarisation et en fréquence.

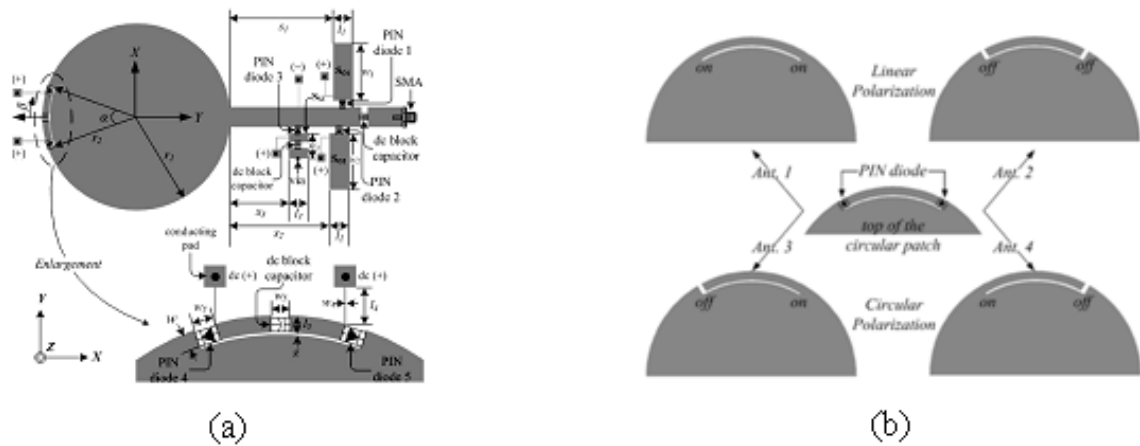


Figure I.28. Antenne à patch circulaire reconfigurable en polarisation :  
a) Topologie de l'antenne ; b) Types de polarisation et états des diodes

La Figure I.29 donne une représentation de sa géométrie. Elle est constituée sur l'une des faces d'un patch rayonnant de forme carré qui présente des coins tronqués qui peuvent être reliés ou non, chacun à l'élément principal via une diode PIN.

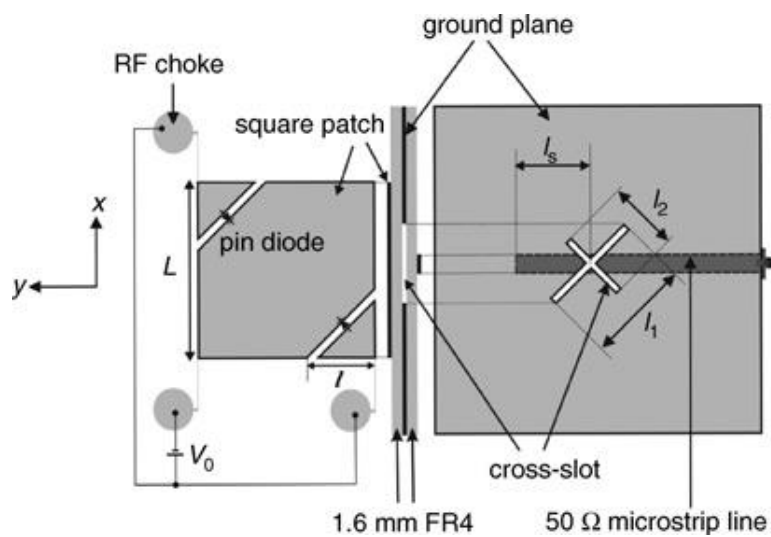


Figure I.29. Antenne reconfigurable en polarisation à patch carré

Sur l'autre face, sont placées la ligne d'alimentation et une encoche en forme de croix dont le ratio des longueurs des fentes permet d'obtenir une polarisation circulaire gauche. La troncation des coins du patch carré permet d'inverser le sens de la polarisation. Le basculement entre les deux polarisations circulaires gauche et droite entraîne un décalage de la fréquence de résonance passant respectivement de 2,426 GHz à 2,464 GHz. L'antenne est



conçue à partir d'un substrat FR4 d'épaisseur 1,6 mm et de permittivité relative 4,4. Les diodes PIN utilisées sont des diodes SMP1320-079 de Skyworks Solutions Inc.

Un autre exemple d'antenne reconfigurable en polarisation ayant l'avantage de ne nécessiter qu'un seul commutateur est présenté dans [37]. L'antenne est constituée d'un patch rectangulaire avec une fente commutable par une diode. Elle est alimentée de façon asymétrique, sur la ligne diagonale de sorte à exciter deux modes orthogonaux (Figure I.30).

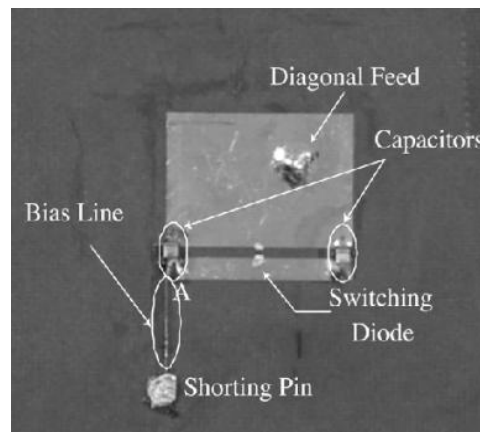


Figure I.30. Antenne à patch rectangulaire et une diode PIN reconfigurable en polarisation

L'antenne propose alors selon l'état de la diode une polarisation circulaire droite à 4,20 GHz et une polarisation circulaire gauche à 4,55 GHz. Le substrat utilisé est un substrat Duroid RT-5880 de permittivité relative 2,2 et de tangente de perte 0,0009. Le commutateur est une diode Schottky (MSS40155) commutant rapidement et présentant des pertes d'insertion estimées à environ 2 dB.

Un second exemple d'antenne reconfigurable en polarisation à un seul commutateur est proposé dans [38]. L'antenne proposée, illustrée par la Figure I.31, est constituée d'un patch triangulaire équilatéral tronqué qui permet d'obtenir une polarisation linéaire et une polarisation circulaire droite, et cela sans nécessiter la modification de la structure d'alimentation pour maintenir la fréquence de résonance quasi-constante autour de 2,3 GHz. Le commutateur utilisé est une diode PIN (HSMP-3864). Il est également montré qu'une telle structure peut permettre d'obtenir des fonctionnements variés en tronquant les sommets du triangle : une polarisation circulaire gauche peut, par exemple, être obtenue. L'antenne est fabriquée sur un substrat FR4 d'épaisseur 1,6 mm et de permittivité relative 4,4.

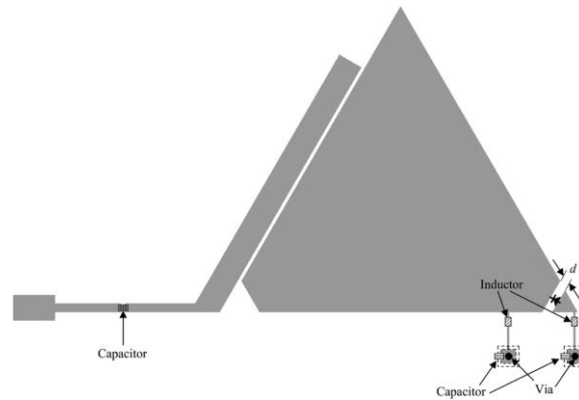


Figure I.31. Antenne à patch triangulaire équilatéral reconfigurable en polarisation

### I.6.2. Utilisation de MEMS

Un exemple est donné par l'antenne reconfigurable en polarisation proposée dans [39] Figure I.32 qui s'appuie sur la modification de la phase des courants via le circuit d'alimentation. L'idée est de permettre la modification des relations de phase entre deux ports d'alimentation, et ainsi de la polarisation de l'antenne. L'alimentation de l'antenne se fait à travers deux fentes orthogonales gravées dans le plan de masse et via un coupleur reconfigurable. L'antenne obtenue permet d'obtenir une polarisation linéaire et une polarisation circulaire pour la fréquence 5,85 GHz. Le prototype réalisé est fabriqué sur un substrat Duroid.

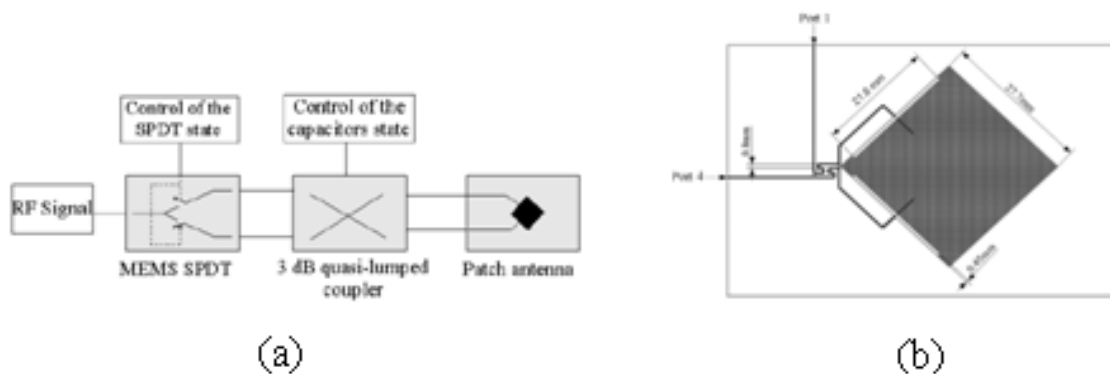


Figure I.32. Antenne patch à polarisation circulaire reconfigurable :  
a) Topologie de la structure ; b) Géométrie de l'antenne

### I.6.3. Utilisation d'éléments parasites

Un exemple d'antenne reconfigurable à éléments parasites est présenté dans [40]. Le principe est de placer des éléments antennaires parasites proches de l'élément rayonnant principal et dont les effets sont modifiables via un composant reconfigurable. L'antenne est constituée d'un patch de forme carrée dont les coins supérieurs peuvent être perturbés via des transducteurs piézoélectriques commutables. Elle fonctionne à la fréquence 5,8 GHz et présente des performances semblables pour les deux polarisations circulaires, droite et gauche, commutables.

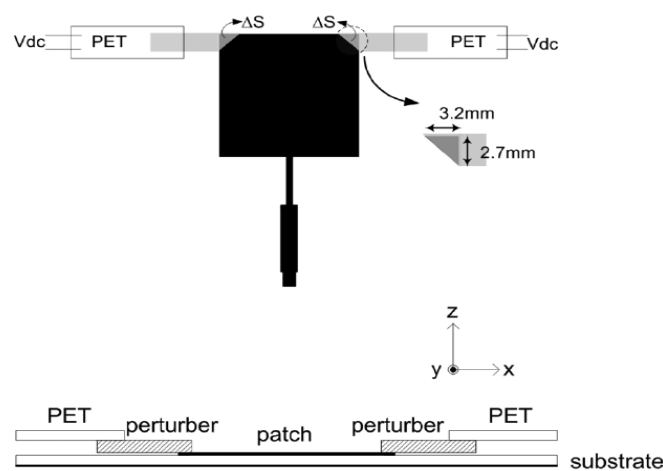


Figure I.33. Antenne patch carré à polarisation circulaire reconfigurable

Le substrat est un substrat Duroid d'épaisseur 0,381 mm et de constante diélectrique 2,2.

## I.7. Conclusion

Ce chapitre s'est intéressé aux antennes reconfigurables dont le développement est en plein essor en raison des nouvelles fonctionnalités qu'elles proposent. La mise en place notamment des futurs systèmes radios cognitifs nécessitera de disposer de telles antennes avec des fonctions spécifiques offrant à la fois flexibilité et diversité.

L'état de l'art proposé s'est basé sur la fonction principale de reconfiguration (en fréquence, en diagramme ou en polarisation) tout en se focalisant sur les méthodes utilisées pour la réaliser. Les composants reconfigurables employés restent limités en nombre et comptent essentiellement parmi des diodes (PIN ou varicaps) et des MEMS. L'utilisation de

matériaux nouveaux et reconfigurables est aussi de plus en plus employée. Les structures et géométries des antennes reconfigurables sont très diverses mais s'appuient sur des principes récurrents : courts-circuits ou fentes commutables, contrôle des lignes de propagation. La présentation proposée n'est pas exhaustive. Les exemples soulignés ont été donnés dans le but d'illustrer et de décrire les différentes stratégies rencontrées dans la littérature pour concevoir des antennes reconfigurables (avec les restrictions déjà mentionnées). Les références données pourraient être complétées, par exemple, par les travaux de synthèse récents disponibles dans [41] ou [42]. Un inventaire concernant l'utilisation des matériaux intelligents dans les antennes mécaniquement reconfigurables est aussi proposé dans [43].

Il faut aussi noter que la fonctionnalité de filtrage n'a pas été directement évoquée bien qu'elle puisse être réalisée au sein de l'antenne et de façon reconfigurable. Elle se rencontre dans le domaine spectral et dans le domaine spatial, et rejoint alors respectivement les fonctionnalités de reconfiguration en fréquence et en diagramme. Les antennes bande étroite se comportent effectivement comme des filtres fréquentiels passe-bande. Au contraire, les antennes large bande ou ultra large bande (ULB) peuvent intégrer la réjection d'une bande de fréquences particulière. Cette possibilité est notamment exploitée en ULB pour permettre la coexistence avec le Wi-Fi à 5 GHz et il existe des structures permettant de commuter la fonction coupe-bande [44]. De façon similaire, la reconfiguration en diagramme présentée, privilégiant des directions ou au contraire rejetant des directions données, conduit à une fonctionnalité de filtrage dans l'espace. Cette fonctionnalité est généralement réalisée par des réseaux d'antennes, non traités ici.

Dans le chapitre suivant (chapitre 2), des méthodes d'optimisation dans le contexte du design d'antennes vont être présentées, et en particulier, deux exemples s'appuyant sur les algorithmes génétiques seront développés.



**CHAPITRE II :**  
**Application des algorithmes génétiques dans**  
**la conception d'antennes**



## **II.1. Introduction**

Les antennes reconfigurables sont amenées à se développer fortement de part leurs caractéristiques exceptionnelles comparées aux antennes conventionnelles. Cependant, cette évolution est encore aujourd'hui limitée en raison de la complexité des composants actifs, de la mise en œuvre des circuits de puissance, et des difficultés de la conception. Il n'existe pas une méthode générale et précise permettant d'obtenir une configuration d'antenne reconfigurable. Une approche courante est de démarrer d'une antenne simple et unique, donc d'une topologie d'antenne existante, et d'ajouter des composants et des structures résonantes (comme des fentes ou des lignes de en court-circuit, etc.) afin de réaliser les fonctionnalités de reconfigurabilité. Ces ajouts entraînent évidemment des modifications des caractéristiques initiales de l'antenne, et une phase d'optimisation de sa topologie doit alors être réalisée.

L'optimisation d'une façon générale n'est pas un sujet nouveau mais elle est devenue une problématique très présente dans de très nombreux domaines, par exemple que ce soit en électronique pour miniaturiser la taille des circuits, dans le domaine de la finance pour développer des modèles d'analyse économique, ou encore en productique pour diminuer les coûts de production. Les méthodes d'optimisation trouvent donc des applications dans des secteurs aussi variés que la gestion, l'ingénierie, la conception, la production, les télécommunications, les transports, l'énergie, les sciences sociales et l'informatique elle-même. De très nombreuses techniques et leurs variantes ont été développées ces dernières années. Les antennistes se sont également tournés vers ces nouveaux outils pour satisfaire le besoin d'antennes de plus en plus complexes et de plus en plus difficiles à réaliser : antennes miniatures, antennes multi-bandes, antennes reconfigurables, etc. Si l'expérience et l'intuition sont essentielles dans le processus de conception d'une antenne, lorsqu'un certain niveau de complexité est atteint, il devient alors nécessaire voire même indispensable de faire appel à des outils d'optimisation. Le but de l'étude est alors de rechercher la combinaison optimale de différents paramètres afin que l'antenne réponde aux besoins selon un cahier des charges précis des spécifications à atteindre.



Dans ce contexte, la première partie de ce chapitre est consacrée à une présentation des problèmes d'optimisation et à une description des algorithmes associés, notamment les algorithmes génétiques. Dans la seconde partie, une méthode de conception d'antennes basée sur une optimisation par algorithmes génétiques est détaillée et illustrée à partir de deux exemples très différents : la conception d'une antenne Ultra Large Bande à partir d'un patch rectangulaire et la conception de deux antennes PIFA à polarisations simple et double.

## II.2. Les méthodes d'optimisation

### II.2.1. Présentation générale

La méthode de base pour optimiser un dispositif est la méthode d'essai et d'erreur : il s'agit de tester un certain nombre de solutions potentielles jusqu'à l'obtention d'une solution adéquate. D'une façon générale, les trois étapes d'optimisation sont les suivantes : analyse, synthèse, et évaluation. La Figure II.1 en donne une présentation [45].

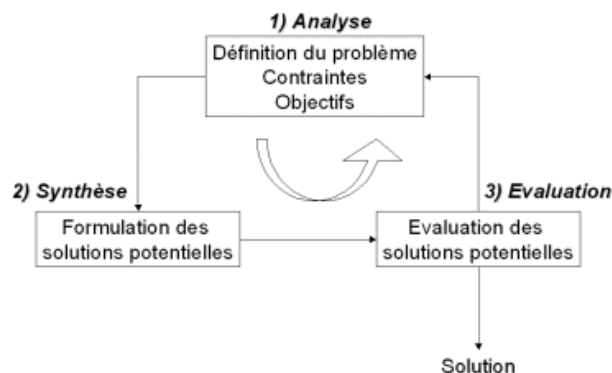


Figure II.1. Processus d'optimisation d'un processus

Il est nécessaire d'analyser préalablement le problème et d'opérer un certain nombre de choix :

- Variables du problème : quels sont les paramètres importants à faire varier ?
- Espace de recherche : dans quelles limites faire varier ces paramètres ?
- Fonctions objectif : quels sont les objectifs à atteindre ? comment les exprimer mathématiquement ?
- Méthode d'optimisation : quelle méthode choisir ?

Suite à cette phase d'analyse, la méthode retenue synthétise des solutions potentielles qui sont évaluées, éventuellement éliminées jusqu'à l'obtention d'une solution acceptable. Si besoin, il est possible de redéfinir le problème à partir des solutions déjà obtenues.

Les techniques d'optimisation sont donc utilisées pour déterminer un ensemble de paramètres de conception (les variables du problème),  $x = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ . Ces variables peuvent être de nature très différente. Par exemple, pour une antenne, il peut s'agir de sa forme, de ses dimensions géométriques, des matériaux utilisés, des conditions de polarisation, etc. Le nombre de ces paramètres est directement lié au nombre de degrés de liberté de l'algorithme pour découvrir de nouvelles solutions. Toutefois, une connaissance a priori peut permettre de limiter le nombre de variables à l'essentiel. De plus, l'espace de recherche peut être infini ou fini. Dans la majorité des cas, les algorithmes d'optimisation nécessitent des espaces de recherche finis mais cela n'est pas problématique. Les intervalles de définition des variables sont généralement naturellement limités et des ordres de grandeur sont connus. Pour chaque variable, des bornes sont donc introduites telles que :

$$x_{\min} \leq x_i \leq x_{\max}, i = 1, \dots, n.$$

Une fonction rendant compte de la pertinence des solutions potentielles doit alors être définie à partir des grandeurs à optimiser. Cette fonction est notée  $f(x)$  et est appelée fonction objectif (ou fonction de coût, ou fonction d'adaptation ; le terme « adaptation » étant plutôt employé lorsque que plusieurs fonctions objectif sont combinées dans le cas d'objectifs multiples). Cette fonction est généralement minimisée (ou selon le signe, maximisée) en fonction de contraintes données qui peuvent être des contraintes d'égalités du type  $G_i(x) = 0$  ( $i = 1, \dots, m_e$ ) et/ou des contraintes d'inégalités telles que  $G_i(x) \leq 0$  ( $i = m_e + 1, \dots, m$ ).

La forme générale d'un problème d'optimisation est la suivante :

$$\min_x f(x) \quad (II.1)$$

sous les contraintes :

$$\begin{aligned} G_i(x) &= 0 \quad i = 1, \dots, m_e \\ G_i(x) &\leq 0 \quad i = m_e + 1, \dots, m \end{aligned} \quad (II.2)$$

où  $x$  est le vecteur de longueur  $n$  des paramètres de conception,  $f(x)$  est la fonction objectif qui retourne une valeur scalaire, et la  $G(x)$  une fonction vectorielle qui renvoie un vecteur de

longueur  $m$  contenant les valeurs des contraintes d'égalité et d'inégalité évaluées pour  $x$ . Ces contraintes ne sont pas obligatoires et dépendront du problème à résoudre.

La fonction à optimiser étant définie, il reste à choisir une méthode adaptée au problème. Devant le très large éventail des méthodes possibles, il est intéressant de dresser une classification de ces méthodes. Cependant, comme elles ne sont pas spécifiques à la résolution de problèmes donnés, et cette classification restera donc arbitraire.

La première distinction qui peut être faite concerne deux grandes familles : les approches complètes (ou méthodes exactes) et les approches approchées (dites métaheuristiques). Les méthodes exactes consistent à énumérer, souvent de manière implicite, l'ensemble des combinaisons de l'espace de recherche. Ces méthodes regroupent les techniques de séparation et d'évaluation (*branch-and-bound*) et les algorithmes avec retour arrière (*backtracking*). Elles permettent de trouver des solutions optimales pour des problèmes de taille raisonnable, mais sont confrontées aux temps de calcul qui deviennent rapidement importants. Afin d'améliorer le comportement d'un algorithme dans son exploration de l'espace des solutions, le recours à une méthode heuristique permet de guider le processus dans sa recherche de solutions. Cette approche permet d'obtenir des solutions de bonne qualité en un temps de calcul réduit sans toutefois garantie d'optimalité. Les approches métaheuristiques se placent à un niveau encore plus général en supervisant l'évolution de solutions fournies par des heuristiques. En combinant intelligemment plusieurs concepts pour explorer et exploiter tout l'espace de recherche, elles permettent de trouver des solutions optimales ou presque optimales. Les méthodes d'optimisation métaheuristiques peuvent être classées en deux catégories comme illustré par la Figure II.2 : méthodes locales (ou approches « trajectoire » ou métaheuristiques à solution unique) et méthodes globales (ou approches évolutionnaires ou approches « population » ou métaheuristiques à population de solutions).

Dans le cas des méthodes locales, les algorithmes partent d'une solution initiale (obtenue de façon exacte ou par tirage aléatoire) et s'en éloignent progressivement, pour réaliser une trajectoire, un parcours progressif dans l'espace de solution. Les méthodes globales consistent à travailler avec un ensemble de solutions simultanément qui évolue graduellement. L'utilisation de plusieurs solutions simultanément permet naturellement

d'améliorer l'exploration de l'espace des configurations. Sans en faire une liste exhaustive, la Figure II.2 donne quelques exemples des méthodes locales et globales les plus fréquemment rencontrées. Le principe de ces méthodes est exposé dans le paragraphe qui suit en soulignant leurs principales caractéristiques.

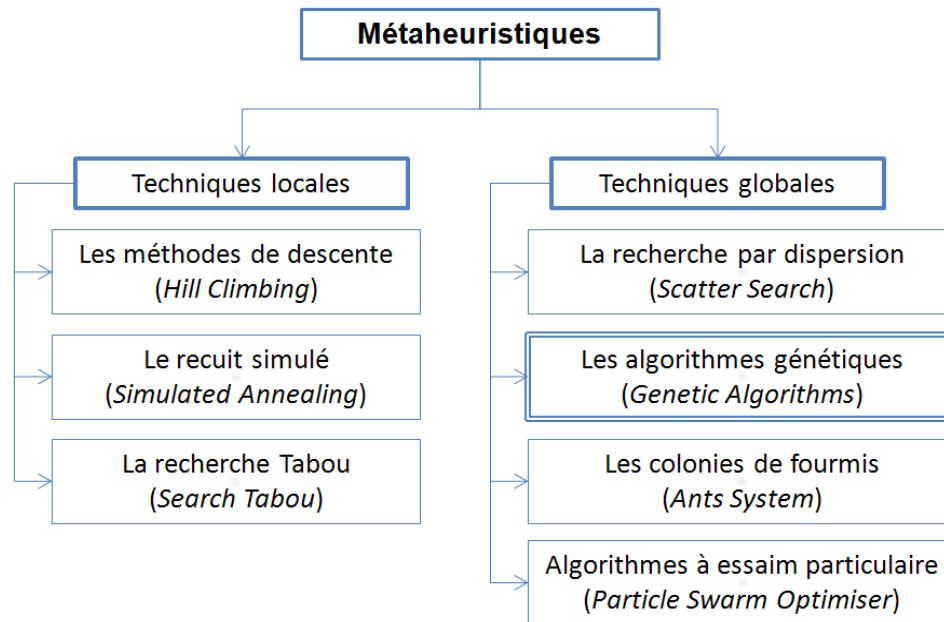


Figure II.2. Classification des méthodes d'optimisation

## II.2.2. Présentation des principales métaheuristiques

### II.2.2.a. Méthodes de descente

Les méthodes de descente sont relativement anciennes puisque la première a été développée par Cauchy en 1847 afin de résoudre une équation non linéaire à l'aide du gradient. Ces méthodes doivent leur succès à leur rapidité et à leur simplicité [46].

Le principe de ces méthodes est de partir d'une solution  $x_0$  et de choisir une solution  $x$  dans un voisinage de  $x_0$ , telle que  $x$  améliore la recherche (généralement telle que  $f(x) < f(x_0)$ ). La descente est terminée quand tous les voisins candidats sont moins bons que la solution courante ; un optimum local est alors atteint. Le principe décrit est illustré par la Figure II.3. Plusieurs types de descente peuvent être distingués en fonction de la stratégie de génération de la solution de départ et du parcours du voisinage : la descente déterministe, la descente stochastique, et la descente vers le premier meilleur.

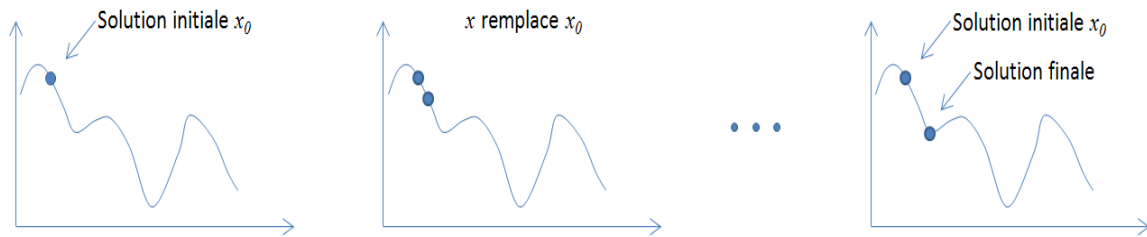


Figure II.3. Illustration de l'évolution d'une solution dans la méthode de descente

Le principal défaut de ces méthodes est de s'arrêter au premier minimum local rencontré. Il est possible de relancer plusieurs fois l'algorithme en modifiant le jeu de solutions initiales mais la performance de cette technique décroît rapidement.

### II.2.2.b. Le recuit simulé

Le recuit simulé est la première des métaheuristiques à mettre en œuvre spécifiquement une stratégie d'évitement des minima locaux [47]. Cette méthode s'inspire du recuit des métaux en métallurgie. Un métal refroidi trop vite présente de nombreux défauts macroscopiques ; c'est l'équivalent d'un optimum local pour un problème d'optimisation combinatoire. S'il est refroidi très lentement, les atomes se réarrangent, les défauts disparaissent, et le métal a alors une structure très ordonnée, équivalent à un optimum global. Pour simuler cette évolution d'un système physique vers son équilibre thermodynamique, le recuit simulé exploite les méthodes de simulation de Metropolis développées dans les années 1950 en mécanique statistique.

Le principe de cette méthode est le suivant. A partir d'une configuration donnée, le système subit une modification élémentaire. Si cette perturbation conduit à diminuer la fonction objective, elle est acceptée. Sinon, elle est acceptée avec une probabilité dépendant d'un paramètre  $T$ , apparenté à la température (plus la température  $T$  est élevée, plus cette probabilité est forte). En appliquant itérativement cette règle, une séquence de configurations qui tendent vers l'équilibre thermodynamique est engendrée. Cette technique permet d'échapper aux optima locaux.

Le recuit simulé permet d'obtenir des solutions de bonne qualité, tout en restant simple à programmer. Cette méthode offre autant de souplesse que les méthodes de descente en permettant d'inclure facilement dans le programme des contraintes. De plus, la convergence asymptotique a été démontrée sous certaines conditions de décroissance de la température,

par Aarts, Korst et Laarhoven en 1997. Par contre, le réglage des différents paramètres (température initiale, nombre d'itérations par palier de température, décroissance de la température, etc.) peut être long et difficile. L'algorithme peut aussi être « piégé » à basse température dans un minimum local sans pouvoir s'en sortir seul. Cette méthode est très utilisée dans le domaine du placement et du routage des circuits électroniques, mais aussi par exemple en restauration d'images, en traitement du signal, pour la synthèse d'antennes en réseau, etc.

#### II.2.2.c. La recherche Tabou

La recherche Tabou est une méthode qui a été développée par Glover [48] et qui est devenue classique dans beaucoup de problèmes d'optimisation. Elle a recours à un historique des solutions visitées de façon à pouvoir s'extraire d'un minimum local et également ne plus y retomber (certaines solutions étant bannies, c'est-à-dire rendues « taboues »). A l'inverse du recuit simulé qui génère de manière aléatoire une seule solution voisine à chaque itération, la recherche Tabou examine le voisinage (complet ou sous-ensemble de voisinage) et sélectionne la meilleure solution. Pour éviter le risque de tourner en rond entre deux solutions, une liste taboue des dernières solutions visitées est tenue à jour. Cette méthode requiert un critère d'arrêt qui peut être, par exemple, l'exécution d'un certain nombre d'itérations ou la non-amélioration de la meilleure solution pendant un certain nombre d'itérations. Il en existe de très nombreuses variantes notamment en fonction de la façon dont se fait la mémorisation (court ou long terme, voire mémoire adaptative) et des critères pris en compte pour se faire.

Cette méthode trouve ses limites dans la gestion de la mémoire de plus en plus lourde à gérer lorsque sont mises en place des stratégies de mémorisation complexe. Elle est fréquemment utilisée sur les problèmes de constitution de planning, de routage, d'exploration géologique, etc.

#### II.2.2.d. La recherche par dispersion

La recherche par dispersion est une méthode d'optimisation évolutionnaire qui a été également développée par Glover [49]. Tout comme les algorithmes génétiques (voir suite), elle est basée sur une population de solutions (vecteurs d'entiers) qui évolue dans le temps à

l'aide à la fois d'un opérateur de sélection, de la combinaison linéaire de solutions de la population pour créer une nouvelle solution provisoire (non forcément entière ou admissible), d'un opérateur de projection permettant de rendre la solution provisoire admissible et d'opérateurs d'élimination. Ainsi, la recherche par dispersion peut être vue comme un algorithme génétique spécial présentant les particularités suivantes : les vecteurs binaires sont remplacés par des vecteurs d'entiers ; l'opérateur de sélection peut élire plus de deux solutions ; l'opérateur de croisement est remplacé par une combinaison linéaire convexe ou non convexe de vecteurs ; l'opérateur de mutation est remplacé par un opérateur de réparation ou de projection qui ramène la solution nouvellement créée dans l'espace des solutions admissibles. Elle a été proposée dans le cadre de la résolution de programmes mathématiques en nombres entiers.

#### II.2.2.e. Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques ont été initialement développés par John Holland [50, 51] et ont été popularisés grâce au livre de Goldberg [52]. Ce sont des algorithmes d'optimisation stochastique fondés sur les mécanismes de la génétique (lois de Mendel) et le principe fondamental de sélection naturelle élaboré par Charles Darwin [53]. Pour décrire ces méthodes, le vocabulaire employé est directement calqué sur celui de la théorie de l'évolution et de la génétique. Le principe est de simuler l'évolution d'une population d'individus divers (les solutions complètes ou partielles) pendant une certaine succession d'itérations appelées générations, jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit vérifié. Pour passer d'une génération à une autre, la population est soumise à des opérateurs de sélection. Pour favoriser l'émergence des meilleurs individus, des opérateurs de variation (croisement, mutation) sont utilisés afin de transformer la population. Ces différents opérateurs génétiques sont définis en fonction du problème considéré. Une fonction de performance, qui traduit la capacité d'adaptation des individus au problème considéré, est également introduite. Cette fonction, que l'algorithme génétique cherche à maximiser, est étroitement dépendante de la fonction objectif.

En raison de leur relative simplicité et efficacité, leurs champs d'applications sont très vastes. Ils sont utilisés en économie, en finance, en théorie du contrôle optimal, en théorie des jeux répétés et différentiels, en traitement du signal et des images, pour les systèmes de

régulation de transport en temps réel, pour l'apprentissage des réseaux de neurones, etc. et aussi en électromagnétisme [54]. Les algorithmes génétiques sont coûteux en temps de calcul car ils manipulent plusieurs solutions simultanément. Le calcul de la fonction de performance est le plus pénalisant, et si possible, il est judicieux d'optimiser l'algorithme pour éviter d'évaluer cette fonction trop souvent. De plus, l'ajustement d'un algorithme génétique est délicat. La dérive génétique conduit à ce qu'un bon individu se met, en l'espace de quelques générations, à envahir toute la population : c'est une convergence prématurée qui revient à faire une recherche locale autour d'un minimum qui n'est pas forcément l'optimum attendu. Le choix d'une représentation « intelligente » pour permettre un remplacement générationnel efficace est aussi critique. L'efficacité d'un algorithme génétique dépend beaucoup de la façon dont le croisement des individus est réalisé. Leur grand avantage est la capacité à trouver de bonnes solutions sur des problèmes très complexes, et trop éloignés des problèmes combinatoires classiques permettant de tirer profit de certaines propriétés connues. Ils se prêtent également bien à la recherche d'optima multiples du fait de leur traitement simultané de solutions.

Les algorithmes génétiques seront utilisés dans la suite de ce chapitre pour concevoir et optimiser deux antennes différentes. Leur principe sera détaillé dans la section II.3.

#### II.2.2.f. Les colonies de fourmi

Les algorithmes de colonies de fourmi font évoluer une population d'agents selon un modèle stochastique. Cette méthode, inspirée de la nature et de son organisation, a été proposée par Dorigo [55]. Son principe repose sur le comportement particulier des fourmis (illustré par la Figure II.4), qui lorsqu'elles se déplacent du nid à la source de nourriture et inversement (au départ de façon essentiellement aléatoire) déposent au passage sur le sol une substance odorante appelée phéromone ayant pour effet de créer une piste chimique. Les fourmis ont alors tendance à choisir la piste qui porte la plus forte concentration de phéromones, et il a été démontré expérimentalement que ce comportement conduit à l'émergence des chemins les plus courts entre le nid et la nourriture. Ce mode de communication particulier, qui fait intervenir des modifications dans l'environnement, est appelé stigmergie.



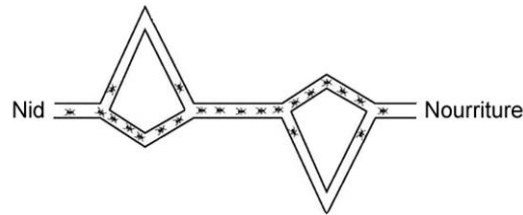


Figure II.4. Illustration du recueil de ressources par des fourmis

L'algorithme de colonies de fourmi a été employé avec succès dans de nombreux problèmes (voyageur de commerce, affectation quadratique, routage, planification, etc.) mais il a été remarqué qu'il n'a pas un comportement très exploratoire ce qui a conduit à utiliser des hybridations du système de fourmis avec des recherches locales. Les travaux sur ce type d'algorithmes a été aussi la source d'inspiration de nouvelles métaheuristiques, comme celles des essaims particulaires.

#### II.2.2.g. Optimisation par essaim de particules

Les algorithmes d'optimisation par essaim de particules (OEP) ont été introduits en 1995 par Kennedy et Eberhart comme une alternative aux algorithmes génétiques standards [56]. Ces algorithmes sont inspirés des essaims d'insectes (ou des bancs de poissons ou des nuées d'oiseaux) et de leurs mouvements coordonnés. En effet, tout comme ces animaux se déplacent en groupe pour trouver de la nourriture ou éviter les prédateurs, les algorithmes OEP recherchent des solutions pour un problème d'optimisation. Ils partagent plusieurs similarités avec les AG mais n'utilisent aucun opérateur évolutionnaire comme le croisement ou la mutation. Les individus de l'algorithme sont appelés particules et la population est appelée essaim.

Le principe général de fonctionnement des algorithmes par essaim de particules est le suivant [57, 58]. Au départ, un essaim est réparti aléatoirement dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque itération : chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, et capable d'interroger un certain nombre de ses congénères (ses informatrices, dont elle-même) pour connaître sa propre meilleure performance (et la qualité afférente) ; chaque particule choisit ensuite la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, et modifie alors sa vitesse en fonction et se déplace en conséquence.

Les algorithmes à essais particuliers peuvent s'appliquer aussi bien à des données discrètes qu'à des données continues. Ils sont relativement simples à mettre en œuvre et rapides. Ils conduisent à de bons résultats sur des problèmes difficiles d'optimisation, sont aussi adaptés à des problèmes à dimensions « hétérogènes » (chaque dimension étant traitée séparément) et présentent une certaine robustesse vis-à-vis du réglage de leurs paramètres et un bon comportement en présence de multiples optima. Ces algorithmes sont utilisés dans de nombreuses applications dont l'optimisation des performances des antennes.

### II.2.3. Conclusion

Ce paragraphe a présenté quelques-unes des métaheuristiques les plus courantes. La liste des méthodes décrites n'est pas exhaustive et il existe de nombreuses variantes. Des techniques d'hybridation ont aussi été développées pour tirer profit des avantages cumulés de différentes métaheuristiques. Le choix d'une métaheuristique reste un sujet ouvert. Face à un problème d'optimisation, la question qui se pose est celui du choix d'une méthode efficace, capable de produire une solution optimale ou de qualité acceptable, au prix d'un temps de calcul raisonnable. En pratique, les théorèmes de convergence sont rares et applicables seulement sous des hypothèses très restrictives, et le réglage optimal des paramètres d'une métaheuristique est souvent inapplicable car il induit un coût de calcul prohibitif. Pour ces raisons, le choix d'une « bonne » méthode, et le réglage ces paramètres, font généralement appel au savoir-faire et à l'expérience plutôt qu'à l'application fidèle de règles établies. Cependant, plusieurs critères de choix peuvent être considérés : facilité d'adaptation au problème, possibilité d'intégrer des connaissances spécifiques au problème, qualité des meilleures solutions trouvées, rapidité.

En particulier, les algorithmes génétiques se distinguent des autres méthodes par quatre principaux points [59] :

- Ils utilisent un codage des paramètres, et non les paramètres eux-mêmes ;
- Ils travaillent sur une population de points, au lieu d'un point unique ;
- Ils n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée, pas sa dérivée, ou une autre connaissance auxiliaire ;
- Ils utilisent des règles de transition probabilistes, non déterministes.

Les antennistes se sont tournés assez récemment vers l'utilisation des algorithmes d'optimisation pour satisfaire les nouveaux besoins des antennes. L'utilisation des algorithmes génétiques figure en bonne place car ils sont spécialement bien adaptés à la diversité des problèmes rencontrés en électromagnétisme. Ils présentent un bon compromis entre efficacité et rapidité de convergence, et sont facilement programmables et d'utilisation aisée lors de l'exécution. Ils ont été utilisés pour répondre à un ou plusieurs objectifs en redessinant la géométrie de l'antenne [60], en y ajoutant des charges localisées [61], des courts-circuits [62] ou des fentes [63], pour concevoir des antennes multi-bandes [64], pour optimiser des géométries fractales [65], pour réaliser des réseaux d'antennes imprimées [66], etc. De nombreux autres exemples sont aussi décrits dans [67].

## II.3. Les algorithmes génétiques

Dans le cadre des travaux développés, les algorithmes génétiques ont été retenus comme méthode d'optimisation des antennes qui seront conçues pour les raisons soulignées précédemment. Dans ce paragraphe, les principes sur lesquels reposent les algorithmes génétiques sont développés plus en détail.

### II.3.1. Présentation du principe de l'algorithme

Avant d'explicitier le principe des algorithmes génétiques, il faut noter qu'ils emploient une terminologie empruntée à la génétique. Le Tableau II.1 présente les relations entre le monde génétique et le monde physique. Des notions sont propres au domaine des algorithmes génétiques. L'indice de qualité, aussi appelé indice de performance, est une mesure abstraite permettant de classer les chromosomes. La fonction d'évaluation ou fonction coût est la formule théorique qui permet de calculer l'indice de qualité d'un chromosome.

La Figure II.5 illustre le fonctionnement itératif d'un algorithme génétique. Il repose sur une boucle qui enchaîne des étapes de sélection et des étapes de croisements. A partir d'une population d'individus, sont désignés ceux autorisés à se reproduire. Ces derniers sont ensuite croisés de façon à obtenir une population d'enfants dont certains gènes peuvent aléatoirement muter.

Génétique	Physique
Génotype (chromosome)	Chaîne de la solution d'essai constituée de gènes
Gène	Codage du paramètre à optimiser
Phénotype	Ensemble des paramètres optimisés
Individu	Solution à un problème
Population	Ensemble des chromosomes
Génération	Populations créées successivement
Parent	Membre de la génération courante
Enfant	Membre de la génération suivante
Coût	Qualité d'une solution
Croisement et mutation	Opérateurs de recherche pour faire évoluer la solution
Sélection naturelle	Ré-utilisation des bonnes (sous-)solutions

Tableau II.1. Paramètres d'entrée et de sortie de l'antenne

La performance des enfants est évaluée par la fonction performance, et dans la population totale résultante (parents et enfants) sont désignés les individus autorisés à survivre de telle façon qu'une nouvelle population soit considérée. Et ainsi de suite, jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit atteint ; par exemple lorsqu'un certain nombre d'itérations n'entraîne plus d'amélioration notable de la performance des individus.

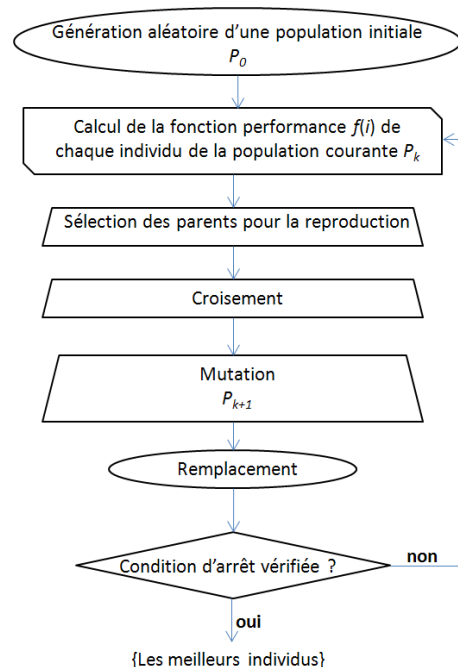


Figure II.5. Principe de fonctionnement de base d'un algorithme génétique

Il faut remarquer que chaque individu, modélisé par son patrimoine génétique, peut être considéré de deux points de vue : le point de vue génotypique qui décrit l'individu d'après sa représentation, et le point de vue phénotypique qui correspond à l'expression du code génétique dans l'environnement biologique. La Figure II.6 montre le déroulement de l'algorithme en alternance sur ces deux plans.

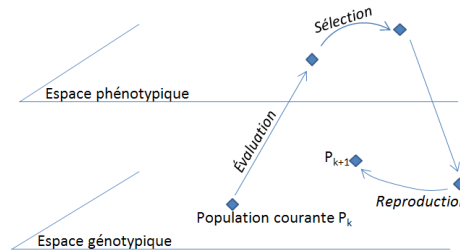


Figure II.6. Déroulement d'un algorithme génétique sur les plans génotypique et phénotypique

Pour pouvoir développer un algorithme génétique et résoudre efficacement un problème, il faut déterminer :

- Comment choisir les solutions (codage du chromosome) ?
- Quelle va être la fonction d'évaluation ?
- Quels sont les opérateurs à employer ?
- Quels sont les paramètres (taille de population, probabilité d'application des opérateurs) qui sont adaptés ?

### II.3.2. Représentation

La représentation doit être complète, c'est-à-dire que toutes les solutions possibles du problème doivent pouvoir être codées à l'aide de cette représentation. Dans le cas contraire, si une solution ne peut être représentée, l'algorithme génétique ne pourra jamais la trouver. De plus, toutes les solutions caudales doivent correspondre à des solutions réalisables, c'est-à-dire à des points de l'espace de recherche.

Il est donc nécessaire en premier lieu de représenter (coder) d'une façon convenable le problème. A chaque paramètre (ou variable) à optimiser  $x_i$  du problème (antenne à étudier) va correspondre un gène. Chaque dispositif (phénotype) est représenté par un individu doté d'un génotype (chromosome ou ensemble de gènes). Le génotype représente l'individu mais

est aussi le « programme » capable de produire un individu (ou phénotype). Une population est constituée de  $n$  individus qui vont évoluer.

Le choix d'une représentation dépend du problème à résoudre, de la manière dont les individus seront évalués, et du choix des opérateurs génétiques. Plusieurs types de représentation sont possibles : représentation discrète, représentation à valeurs réelles, représentation à séquences ordonnées, et représentation par arbre. Dans le contexte d'optimisation des formes d'antenne, les approches conventionnelles consistent à faire varier les paramètres associés à l'antenne ; par exemple, la forme de l'élément rayonnant, la configuration topologique des fentes, la position du point d'alimentation, etc. La représentation discrète est alors la plus appropriée : un individu est représenté par un ensemble de valeurs discrètes (binaires, caractères, entiers, etc.).

### **II.3.3. Fonction d'évaluation (ou fonction de coût)**

La fonction d'évaluation quantifie la qualité de chaque chromosome par rapport au problème, et elle est utilisée pour sélectionner les chromosomes pour la reproduction. Les chromosomes possédant une bonne qualité ont plus de chance d'être sélectionnés, et ainsi la population suivante possède plus de chance d'hériter de leur matériel génétique. Le choix de cette fonction influence fortement les performances de l'algorithme génétique.

La fonction d'évaluation lie le problème physique et le processus d'optimisation. Elle exprime le but de l'optimisation et représente un moyen pour développer la population. L'algorithme génétique convergera vers un optimum de cette fonction qui doit donc traduire parfaitement ce qui est recherché.

Dans le cas de la conception d'antennes, les grandeurs à optimiser peuvent être par exemple l'adaptation, la consommation, le rendement, le diagramme de rayonnement, le coût de fabrication, etc. L'évaluation des individus est donc réalisée en calculant par exemple, l'un ou plusieurs des objectifs suivants : minimisation du coefficient de réflexion pour une fréquence donnée, minimisation de la moyenne du coefficient de réflexion pour une bande de fréquence ou plusieurs bandes de fréquences, minimisation de la différence entre diagramme de rayonnement spécifié et celui calculé, minimisation de la combinaison entre le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement souhaité, etc.

### II.3.4. Génération de la population initiale

Pour générer la population initiale sans aucune idée de la population proche de l'optimum dans l'espace de recherche, il est nécessaire de générer aléatoirement les individus en faisant des tirages uniformes dans chacun des domaines associés aux composantes de l'espace de recherche de façon à fournir un matériel génétique varié. Si des informations sont connues a priori, il faut générer des individus dans le sous-domaine présentant un ou plusieurs bons candidats de sorte à accélérer la convergence.

### II.3.5. Opérateurs génétiques

Les opérateurs génétiques travaillent directement sur les individus composant la population. Les quatre opérateurs génétiques de base sont la sélection, le croisement, la mutation et le remplacement.

#### II.3.5.a. Opérateur de sélection

La sélection permet d'identifier statistiquement les meilleurs individus d'une population et d'éliminer les mauvais. Il s'agit d'une heuristique utilisée par l'algorithme génétique. Il existe plusieurs méthodes de sélection dont les plus connues sont la sélection proportionnelle à la fonction d'évaluation [52], la sélection sur le rang [68] et la sélection en tournoi.

**Sélection sur la fonction d'évaluation :** La sélection sur la fonction d'évaluation (ou sélection par proportionnalité) consiste à dupliquer chaque individu proportionnellement à la valeur de la fonction d'évaluation. Cette méthode a l'avantage d'être simple et intuitive mais demande notamment un temps de calcul important.

**Sélection sur le rang :** La sélection sur le rang commence par ordonnancer les individus selon leur qualité. Ensuite une procédure de sélection semblable à la sélection sur la fonction d'évaluation mais appliquée au rang est appliquée. L'un des désavantages de ce type de sélection est le classement des individus qui peut gêner certaines stratégies de parallélisation.

**Sélection en tournoi :** La sélection en tournoi sélectionne aléatoirement un certain nombre d'individus de la population et choisit parmi eux celui qui possède la meilleure

performance (pour le cas déterministe). Le tirage peut être réalisé avec ou sans remise, c'est-à-dire qu'un même individu peut participer ou non à plusieurs tournois.

Plusieurs autres procédures de sélection existent comme par exemple la décimation ou la proportionnelle à reste stochastique.

### II.3.5.b. Opérateur de croisement

Le croisement est un processus selon lequel une partie des gènes de deux chaînes élues sont inter-changées. Pour exécuter le croisement, des individus du groupe de reproduction sont accouplés au hasard. Le croisement est appliqué à la population des individus avec une certaine probabilité qui dépend des applications. Elle varie typiquement dans l'intervalle  $[0,5 ; 0,9]$ . Plusieurs types de croisement ont été développés (Figure II.7). Le croisement en un point détermine aléatoirement un point de coupure et échange la deuxième partie des deux parents. Le croisement deux points (qui peut être étendu à plus de points) possède deux points de coupure qui sont déterminés aléatoirement. Enfin le croisement uniforme échange chaque bit avec une probabilité fixée à 0,5.

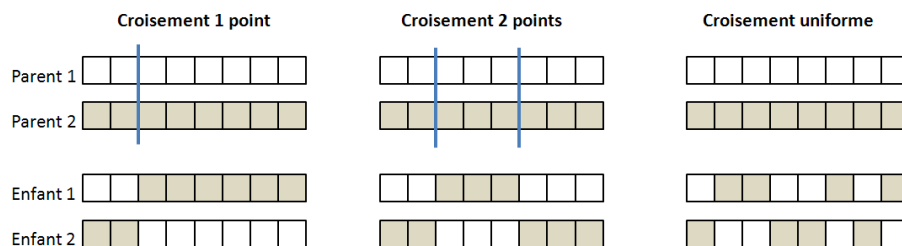


Figure II.7. Illustration des principaux types de croisement

### II.3.5.c. Opérateur de mutation

La mutation fournit un autre moyen pour explorer l'espace de solutions. Son rôle consiste à faire apparaître de nouveaux gènes en introduisant une certaine diversité.

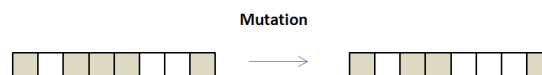


Figure II.8. Illustration de la mutation

La mutation la plus simple est de changer la valeur d'un bit choisi au hasard dans un chromosome (Figure II.8). La probabilité avec laquelle la mutation se produit est choisie. Il



est généralement conseillé d'utiliser une faible probabilité de mutation typiquement dans l'intervalle  $[0,01 ; 0,2]$ .

#### II.3.5.d. Remplacement

Le remplacement est la dernière étape du processus itératif. Elle consiste à incorporer de nouvelles solutions dans la solution courante en remplacement (total ou partiel) des anciennes solutions. Les meilleures solutions remplacent généralement les plus mauvaises de sorte à améliorer la population.

#### II.3.6. Bilan

L'intérêt principal des algorithmes génétiques est de fournir des solutions diversifiées en utilisant des heuristiques telles les partages, en temps contrôlable. Pour les appliquer à un problème particulier, il est indispensable de définir correctement la fonction d'évaluation et le codage d'une solution. Ils nécessitent également la définition d'opérateurs, de mutation et de croisement, en adéquation avec le problème. Les algorithmes génétiques sont en mesure de fournir des solutions lorsque l'espace de recherche est vaste, lorsque la solution optimale n'est pas totalement indispensable, lorsque les problèmes possèdent trop de paramètres devant être simultanément optimisés et lorsque les problèmes sont difficiles à décrire mathématiquement.

Afin d'illustrer l'intérêt et le potentiel des algorithmes génétiques mais aussi répondre à un nouveau challenge dans le domaine des antennes, celui des antennes à bande ultra large, le paragraphe suivant montre comment élargir (et même optimiser ) la bande passante d'une antenne constituée initialement d'un simple patch de forme rectangulaire.

### II.4. Premier cas d'étude : Conception et optimisation par algorithme génétique d'une antenne Ultra Large Bande

#### II.4.1. Présentation de l'étude

La technologie ULB (Ultra Large Bande) est connue comme une nouvelle technologie de communication sans fil qui permettrait d'atteindre des débits jamais atteints, dépassant le

Gbit/s. De plus, elle offre la perspective de nouveaux services comme l'intégration de fonctions de localisation en plus de celles de transmission [69]. La technologie ULB doit son nom aux caractéristiques spectrales des signaux qu'elle utilise, signaux à spectres de bande ultra large, c'est-à-dire caractérisés par une largeur de bande fractionnée supérieure à 20% ou occupant une bande d'au moins 500 MHz [70].

La commercialisation et l'exploitation sans licence de trois types de systèmes (imagerie radar, radar de véhicules et systèmes de communication) faisant appel à cette technologie a été autorisé en 2002 aux Etats-Unis par la FCC (*Federal Communication Commission*). Pour les systèmes de communication en particulier les applications WxAN, la FCC a alloué 7500 MHz dans la bande de fréquences [3,1-10,6 GHz] (standard IEEE 802.15.3a). Pour répondre aux inquiétudes de coexistence avec les autres technologies sans fil présentes dans cette bande de fréquences, la FCC a imposé des masques d'émission. En particulier, la densité spectrale de puissance des signaux émis doit être très faible – 41,3 dBm/MHz, ce qui la situe dans le niveau de bruit électromagnétique non intentionnel [71]. Parmi les défis à résoudre la conception d'antennes est l'un des principaux. En effet, les antennes ULB sont confrontées aux mêmes contraintes que les antennes à bande étroite telles que coût, taille, intégration, etc. auxquelles se rajoutent des difficultés liées à la largeur de bande nécessaire.

L'objectif de cette étude est de concevoir une antenne microruban de type patch rectangulaire répondant aux attentes de la réglementation de la FCC. Pour cela, un algorithme génétique combiné aux logiciels Ansys HFSS (simulateur électromagnétique) et Matlab (logiciel de calcul numérique) est mise en place. Les paragraphes qui suivent détaillent la méthode utilisée et les résultats obtenus.

#### II.4.2. Topologie de l'antenne

La topologie de l'antenne originale est représentée par la Figure II.9. Il s'agit d'un patch rectangulaire de dimensions  $h_p = 29$  mm et  $w_p = 29$  mm. Ce patch est imprimé sur un substrat de type FR4 dont les caractéristiques sont les suivantes : épaisseur  $T = 1,59$  mm ; largeur  $W = 45$  mm ; longueur  $L = 80$  mm. Le plan de masse est placé sur l'autre face, et a une surface égale à 45 mm<sup>2</sup> optimisée de sorte à obtenir une bande passante maximale. La largeur de la ligne d'alimentation microruban est  $w_f = 2,5$  mm, et est excitée par un connecteur de type SMA.

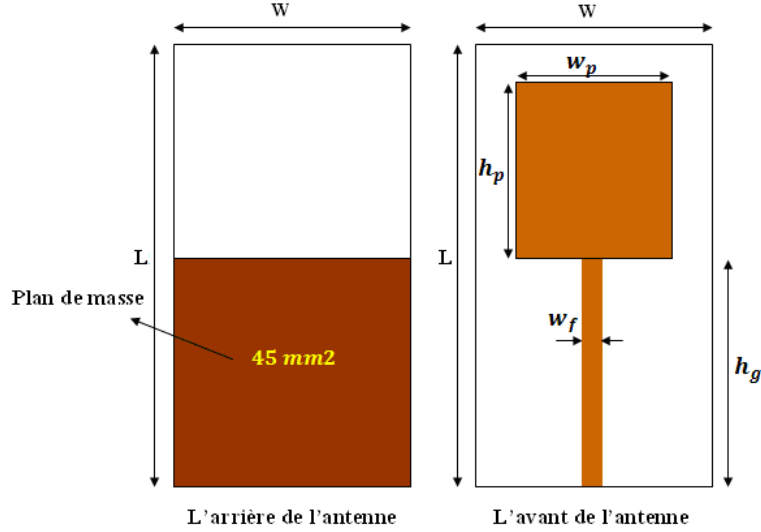


Figure II.9. Topologie initiale de l'antenne ULB

### II.4.3. Optimisation de la topologie

Un algorithme génétique est utilisé pour optimiser (maximiser) la bande passante de l'antenne ULB opérant dans la bande 3,1 à 10,6 GHz. Le patch de l'antenne est divisé en cellules de mêmes dimensions formant une matrice de 128 cellules. Chaque cellule de la matrice sera appelé sous-patch. Les dimensions d'un sous-patch sont les suivantes :  $w_c = 2 \text{ mm}$  ;  $h_c = 2 \text{ mm}$  ;  $l_o = 0,2 \text{ mm}$  (Figure II.10). Les différentes cellules se chevauchent comme indiqué sur la figure afin d'assurer les liaisons électriques.

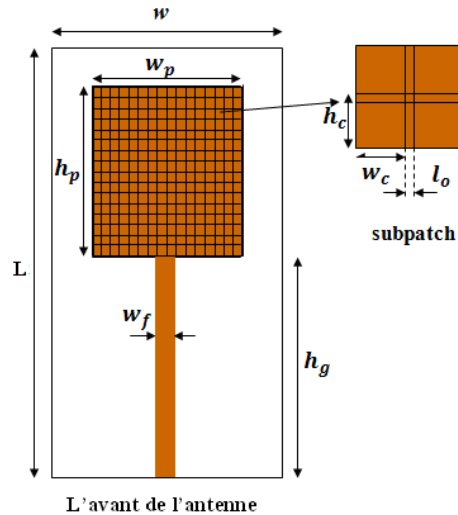


Figure II.10. Décomposition du patch en cellules de type sous-patch

Le sous-patch, appelée chromosome, est encodé en une chaîne binaire de 128 bits correspondant à une matrice de  $16 \times 8$  éléments (Figure II.11).

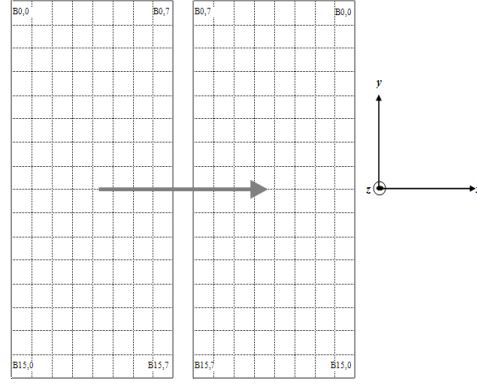


Figure II.11. Matrice des sous-patches encodés

Chaque chromosome représente une topologie de l'antenne avec une géométrie de sous-patches différente. Chaque sous-patch est dans un état binaire « 0 » ou « 1 » : à « 0 » correspond un espace vide (non métallisé) et à « 1 » correspond la présence d'un sous-patch (espace métallisé). Ainsi, il existe un très grand nombre de solutions possibles :  $2^{128}$  patches différents dans l'espace de recherche. Pour alléger le processus, 256 chromosomes (configurations) initiaux ont été choisis pour l'AG. Ces derniers permettent de créer 128 parents (paires). Ensuite un croisement uniforme (8 bits pour une rangée de la matrice) est réalisé et 75% des parents potentiels sont retenus. Après 15 générations, le résultat souhaité est obtenu.

Le taux de la mutation admissible est de 0 à 0,9%. Avec une chaîne binaire de 128 bits, ce taux a été choisi égal à 0,15% (la mutation est réalisée à des générations où le nombre des parents retenus n'est pas un multiple de quatre).

La population initiale des structures d'antenne est créée de façon aléatoire par l'algorithme génétique programmé dans Matlab. Des géométries d'antennes sont créées aléatoirement et présentent différentes distributions des sous-patches constituant le patch. Chaque géométrie correspond à un chromosome de la population de l'antenne. Ensuite, ces géométries sont analysées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique Ansys HFSS. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est alors retourné. La fonction de coût utilisée pour évaluer chaque structure d'antenne est la suivante :

$$f = \text{coût} = \sum_{i=1}^n \alpha_i \quad (\text{II.3})$$

où  $n$  est le nombre de fréquences balayées :

$$\alpha_i = \begin{cases} S_{11} + 10 & \text{avec } |S_{11}|_{dB} > -10dB \\ 0 & \text{avec } |S_{11}|_{dB} \leq -10dB \end{cases} \quad (II.4)$$

La Figure II.12 présente l'organigramme de l'algorithme génétique construit sur le principe exposé précédemment.

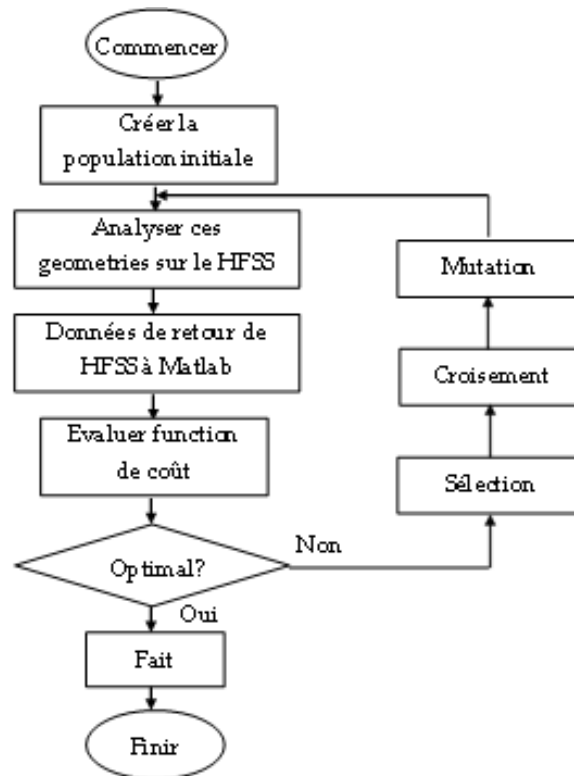


Figure II.12. Organigramme de l'algorithme génétique

La topologie de l'antenne finalement obtenue est présentée par la Figure II.13.

D'un point de vue temps de calcul, l'analyse électromagnétique d'une antenne prenant environ deux heures, l'algorithme génétique conduit à une solution optimisée en un temps égal à  $16 \times 15 \times 2 = 480$  heures, soit environ 20 jours !

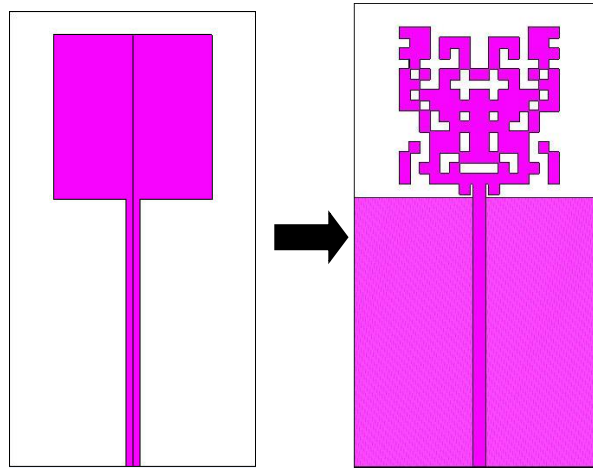


Figure II.13. Topologie de l'antenne ULB avant et après implémentation de l'algorithme génétique : patch rectangulaire et patch optimisé

#### II.4.4. Résultats de simulation et de mesure

La Figure II.14 compare l'adaptation dans la bande 3,1 à 10,6 GHz entre le patch rectangulaire initial et le patch optimisé.

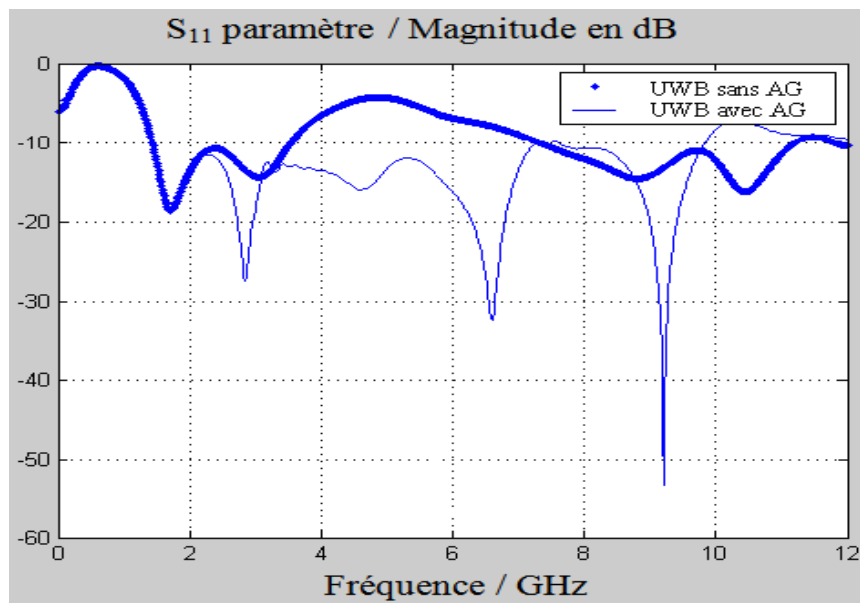


Figure II.14.  $S_{11}$  de l'antenne ULB avant et après optimisation par algorithme génétique

L'observation de l'amplitude du coefficient de réflexion  $S_{11}$  montre clairement l'importante amélioration de la bande passante obtenue avec le patch optimisé sur l'ensemble de la bande.

La Figure II.15 montre le diagramme de rayonnement simulé dans le plan  $yOz$  de l'antenne optimisée pour la fréquence 7 GHz. Un comportement de type dipôle peut être observé.

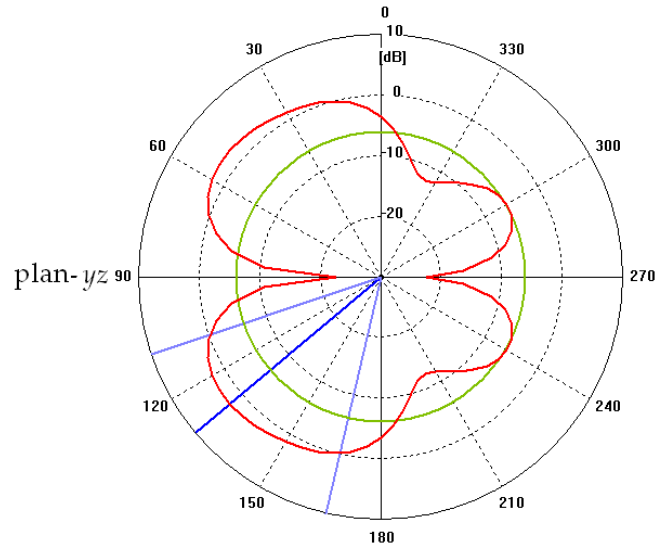


Figure II.15. Diagramme de rayonnement dans le plan  $yOz$  de l'antenne à 7 GHz

La Figure II.16 compare le gain de l'antenne initiale et le gain de l'antenne optimisée. Un plus fort gain est obtenu dans la bande de fréquences allant de 3,7 à 9,4 GHz avec l'antenne optimisée. En dehors de cette bande, son gain est plus petit que celui de l'antenne initiale.

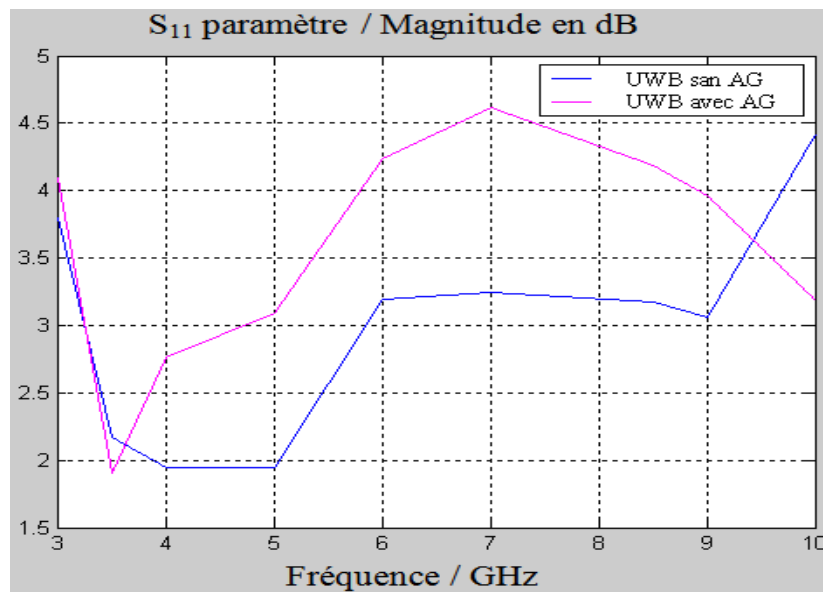


Figure II.16. Gain de l'antenne ULB avant et après optimisation

La Figure II.17 illustre la distribution de courant à la fréquence 4 GHz de l'antenne optimisée. Nous constatons que le courant circule dans l'antenne à la fréquence 4 GHz, ce qui montre que notre antenne est bien adaptée.

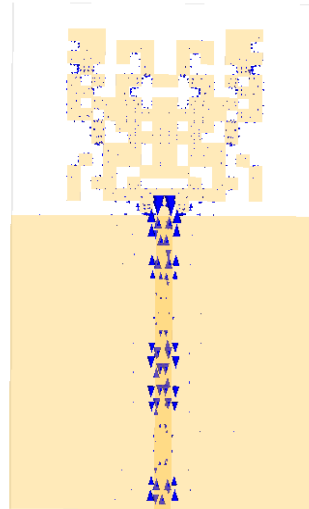


Figure II.17. Distribution du courant de surface à la fréquence 4 GHz du patch optimisé

Enfin ces résultats de simulation ont été confrontés à des résultats expérimentaux. L'antenne optimisée par algorithme génétique a été réalisée et caractérisée par son coefficient de réflexion.

La Figure II.18 présente la photographie du prototype réalisé.

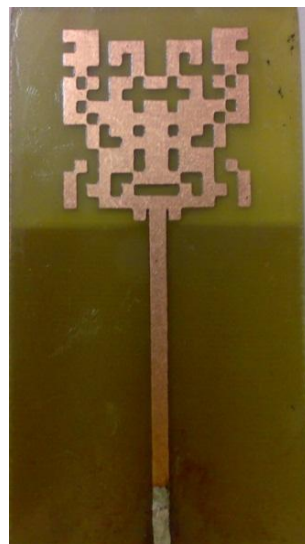


Figure II.18. Photographie de l'antenne réalisée



La Figure II.19 montre le gain du coefficient de réflexion obtenu. En comparaison avec la Figure II.14, quelques différences entre simulation et mesure peuvent être remarquées. Ces différences sont dues principalement à la précision de la réalisation. L'antenne patch optimisée reste toutefois parfaitement adaptée dans la bande 3,1 à 10,6 GHz et constitue donc une solution adéquate.



Figure II.19. Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne ULB optimisée par algorithme génétique

## II.5. Second cas d'étude : Conception et optimisation d'antennes PIFA à simple et double accès

### II.5.1. Présentation

Les antennes PIFA (*Planar Inverse-F Antenna*) sont très plébiscitées dans l'industrie des terminaux portables, comme les systèmes GPS (1,575 GHz), ou la téléphonie mobile équipée de la technologie 3G (2,11 – 2,17 GHz). Elles sont constituées d'un plateau rayonnant de longueur quart d'onde, alimenté par une pointe et relié à un plan de masse, et généralement d'un court-circuit (plan, languette ou filaire). La Figure II.20 en donne une représentation schématique. Les antennes PIFA ont pour principaux avantages, leur compacité, leur facilité d'intégration, et leur faible coût de fabrication [72, 73]. Leur performance en termes de coefficient de réflexion et d'adaptation est très sensible à la longueur du patch microruban, à l'épaisseur de la couche d'air entre le patch et le plan de masse ainsi qu'à la position des

broches de court-circuit [74, 75]. Ainsi, il est difficile d'obtenir pour une bande donnée de fréquences de fonctionnement, une topologie présentant un coefficient de réflexion optimal.

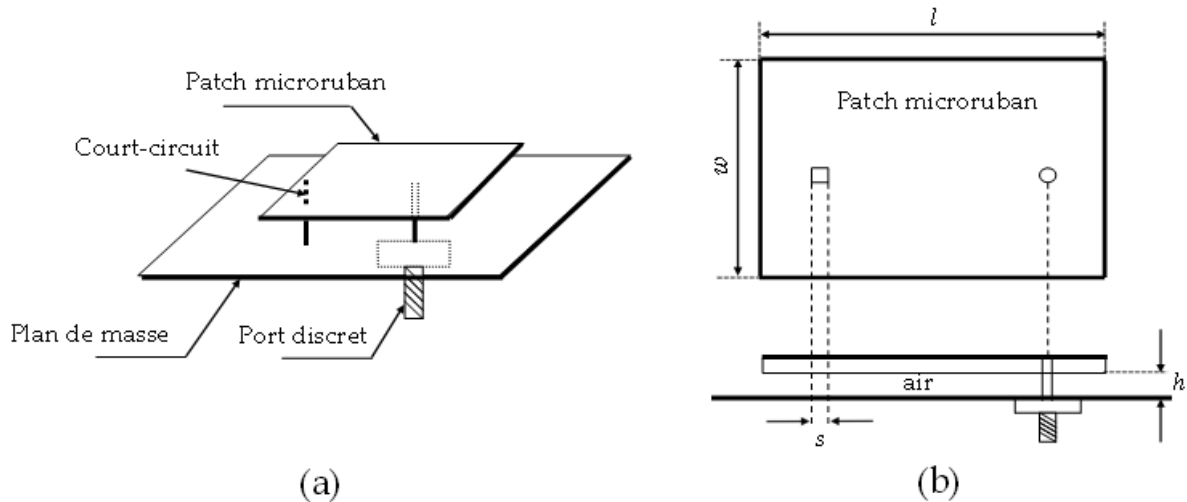


Figure II.20. Geometry and parameters of PIFA antenna

L'objectif de cette étude est de concevoir deux antennes PIFA : l'une à simple accès et l'autre à double accès fonctionnant dans la bande 2,41 à 2,47 GHz, correspondant à la bande ISM (*Industrial, Scientific and Medical*). Un algorithme génétique est utilisé pour optimiser les topologies de ces antennes. Cet algorithme est associé au logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio dans lequel il est embarqué. Les paragraphes qui suivent détaillent la méthode utilisée et les résultats obtenus.

### II.5.2. Considérations sur l'optimisation par algorithme génétique

Les versions récentes de CST Microwave Studio proposent leur propre algorithme génétique [76]. Par contre, les degrés de liberté proposés à l'utilisateur restent limités. La solution proposée ici permet d'être indépendante du logiciel de simulation et d'utiliser par exemple des formats de données arbitraires. Elle consiste à embarquer une macro dans le logiciel CST. Ainsi la réalisation, la simulation et l'optimisation de l'antenne peuvent être entièrement mises en œuvre avec CST et la macro développée en langage Visual Studio (fichier \*.BAS). L'interface utilisée est illustrée par la Figure II.21.

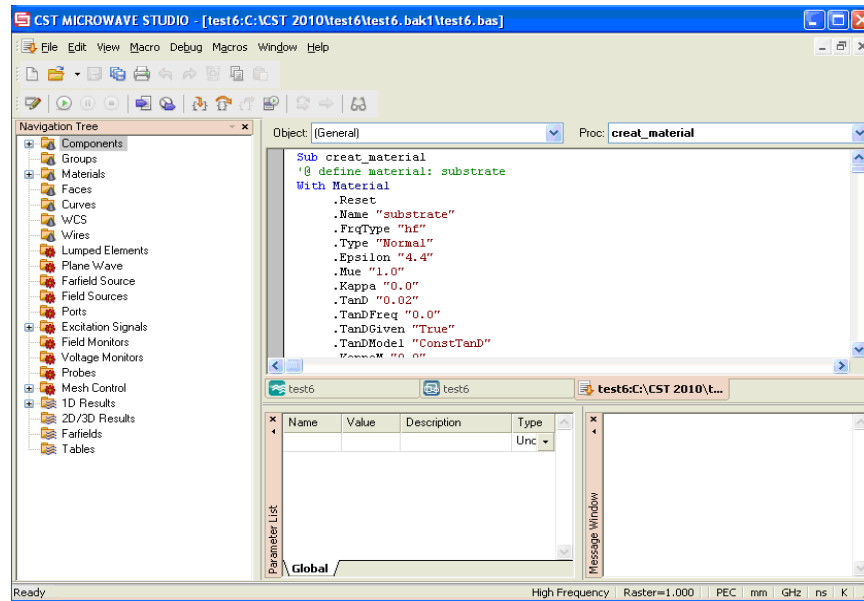


Figure II.21. Interface développée et exemple de code source dans CST

Les fonctions de coût de l'algorithme génétique sont définies telles que :

- Pour l'adaptation de l'antenne :  $fitness = \min (S_{11} < -15 \text{ dB})$
- Pour l'isolation entre les deux antennes :  $fitness = (S_{21} < -15 \text{ dB})$

Dans le cas de l'antenne à simple accès, seule la première fonction de coût est considérée. Dans le cas de l'antenne à double accès, les deux fonctions de coût sont prises en compte. Le principe de l'algorithme génétique utilisé est illustré par la Figure II.21.

L'algorithme se décompose comme suit :

### **Etape 1 : Génération d'une population initiale**

Un individu est défini par six paramètres (présentés par la suite dans les topologies des antennes) : plan de masse, substrat, air, patch microruban, port discret, court-circuit. La génération de la population initiale inclut la longueur du patch microruban, l'épaisseur de la couche d'air, la position du port discret et la position de la broche de court-circuit.

### **Etape 2 : Conception de l'antenne et simulation de ces caractéristiques dans CST**

Les paramètres  $S$  sont calculés :  $S_{11}$  pour l'antenne à simple accès, et  $S_{11}$  et  $S_{21}$  pour l'antenne à double accès.

### **Etape 3 : Sélection des individus candidats**

Pour chaque individu de la population, sa sortie est évaluée selon la fonction d'évaluation pour sélectionner le candidat potentiel.

#### Etape 4 : Opérations génétiques

A partir des individus candidats obtenus à l'étape 3, des opérations de croisement et de mutation sont réalisées jusqu'à l'obtention de la meilleure configuration possible par itération des étapes 2, 3 et 4 comme montré par la Figure II.22.

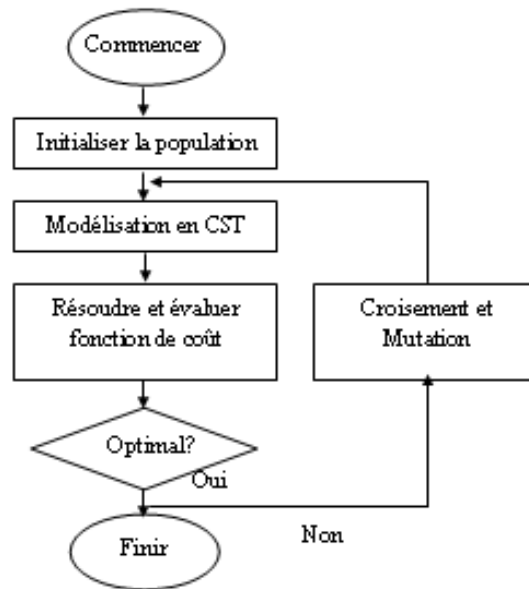


Figure II.22. Principe de l'algorithme génétique utilisé pour optimiser les antennes PIFA

Plus précisément, les paramètres suivants sont considérés :

- Longueur du patch microruban représenté par une chaîne binaire de 13 bits (et limitée au maximum à 40 mm) ;
- Épaisseur de la couche d'air entre le patch et le plan de masse représenté par une chaîne binaire de 10 bits ;
- Positions du port discret la position de la broche de court-circuit représentées par des chaînes binaires de 13 bits.

Ainsi le processus d'optimisation fait appel un très grand nombre de calculs et la mémoire peut ne pas être suffisante. Afin d'éviter des calculs trop lourds et une éventuelle surcharge de la mémoire, l'algorithme génétique est lancé avec seulement deux à trois paramètres variables. En outre, pour simplifier les chaînes de bit codant les paramètres, une conversion en décimale est réalisée.

### II.5.3. Antenne PIFA en forme de L à simple accès

#### II.5.3.a. Topologie de l'antenne considérée

Des directives de conception existent pour les antennes PIFA telles qu'illustrées par la Figure II.20. La fréquence de résonance  $f_r$  peut être en effet déterminée à l'aide des relations suivantes :

$$f_r = \begin{cases} rf_1 + (1-r)f_2 & \text{si } w/l \leq 1 \\ r^m f_1 + (1-r^m)f_2 & \text{si } w/l > 1 \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

où les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  et les paramètres  $r$  et  $m$  sont définies comme suit :

$$f_1 = \frac{c}{4(l+h)} \quad , \quad f_2 = \frac{c}{4(l+w+h-s)} \quad , \quad r = \frac{s}{w} \quad , \quad m = \frac{w}{l} \quad (\text{II.6})$$

avec  $c$  la célérité de la lumière,  $s$  le rayon (ou la largeur) de la broche de court-circuit,  $l$  et  $w$  respectivement la longueur et la largeur du patch,  $h$  l'épaisseur de la couche d'air entre le patch et le plan de masse.

En considérant que le substrat choisi est de type FR4 d'épaisseur 0,8 mm, présentant une permittivité relative égale à 4,4 et un facteur de perte de 0,02 et que la bande de fréquence recherchée est 2,41 à 2,47 GHz, alors l'application des directives de conception permet de déterminer les dimensions du substrat :  $l = w \approx 40\text{mm}$ .

La topologie de l'antenne PIFA en forme de L, qui est étudiée ici, est illustrée par la Figure II.23. Le patch microruban est caractérisé par les paramètres de dimensionnement suivants :  $l_{pch}$  ;  $w_{pch}$  ;  $h_{pch}$ . L'épaisseur de la couche d'air entre le patch et le plan de masse est notée  $h_{air}$ . Le port discret est localisé en  $(x_{prt}, y_{prt})$  sur le plan de masse, et le court-circuit en  $(x_{pin}, y_{pin})$  sur le substrat diélectrique. Ces paramètres sont ceux qu'il sera nécessaire d'optimiser afin d'obtenir les meilleures performances possibles de l'antenne.

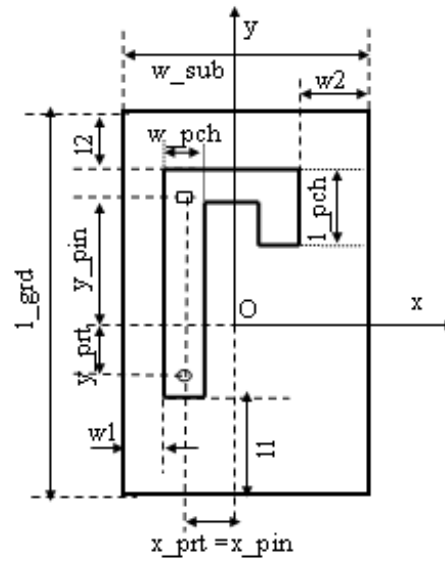


Figure II.23. Topologie de l'antenne PIFA à simple accès

#### II.5.3.b. Illustration de la sensibilité du coefficient de réflexion

Trois configurations de l'antenne PIFA sont simulées dans les conditions suivantes. Les dimensions du substrat diélectrique (de type FR4) sont  $40 \times 40 \times 0,8 \text{ mm}^3$ . Les paramètres introduits ci-dessus sont fixés aux valeurs suivantes :  $l_{pch} = 10 \text{ mm}$ ,  $w_{pch} = 4 \text{ mm}$ ,  $h_{air} = 3 \text{ mm}$ ,  $x_{prt} = x_{pin} = -6 \text{ mm}$ ,  $y_{prt} = 0 \text{ mm}$ . Le paramètre  $y_{pin}$  est variable, et les trois valeurs suivantes lui sont attribuées :  $\{8 \text{ mm}, 10 \text{ mm}, 12 \text{ mm}\}$ . Le coefficient de réflexion (et donc la fréquence de fonctionnement de l'antenne) varie fortement en fonction de la valeur du paramètre  $y_{pin}$  comme l'illustre la Figure II.24.

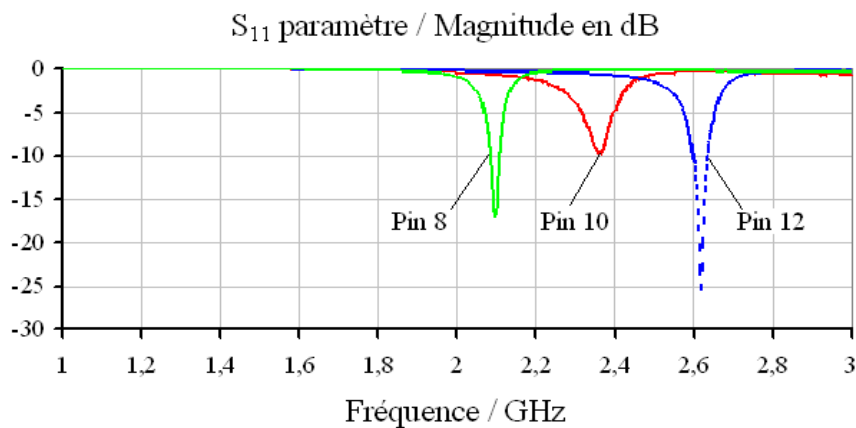


Figure II.24. Paramètres  $S_{11}$  de l'antenne PIFA à simple accès non optimisée

Des simulations similaires prouveraient que les paramètres  $l_{pch}$ ,  $h_{air}$  et  $y_{prt}$  influencent également de façon conséquente le coefficient de réflexion. Ces observations encouragent à réaliser une optimisation pour « régler » simultanément l'ensemble des paramètres sensibles et définissant la géométrie de l'antenne.

### II.5.3.c. Phase d'optimisation

Le Tableau II.2 présente un exemple des paramètres d'entrée et de sorties quand les populations sont générées aléatoirement.

$l_{pch}$ (mm)	$h_{air}$ (mm)	$y_{prt}$ (mm)	$y_{pin}$ (mm)	$f$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)
10,00	3,00	0,00	10,00	2,36	- 9,83
8,95	3,00	- 8,00	12,00	2,61	- 25,67
6,00	3,00	- 4,00	8,00	2,10	- 17,19

Tableau II.2. Paramètres d'entrée et de sortie de l'antenne

Le Tableau II.3 montre les paramètres d'entrée et de sortie quand sont fixées la longueur du patch microruban ( $l_{pch} = 9,10$  mm) et l'épaisseur de la couche d'air ( $h_{air} = 3,0$  mm) et que la position du court-circuit varie.

$y_{prt}$ (mm)	4	3	2	1	0
$y_{pin}$ (mm)	9,40	9,10	9,10	9,05	9,00
$S_{11}$ (dB)	- 19,16	- 23,62	- 32,23	- 29,62	- 19,12

Tableau II.3. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  selon la position du port discret et la position du court-circuit

Comme indiqué précédemment, la position du pin de court-circuit, la longueur du patch microruban et l'épaisseur de la couche d'air sont optimisés simultanément tandis que la position du port  $y_{prt}$  est fixée sur l'une des valeurs suivantes :  $y_{prt} = \{0, 1, 2, 3, 4 \text{ mm}\}$ .

Pour illustrer l'évolution des valeurs du coefficient de réflexion  $S_{11}$ , la Figure II.25 montre les résultats obtenus lorsque l'un des paramètres est constant : les Figure II.25a, Figure II.25b, et II.25c illustrent respectivement les cas où sont fixés :  $h_{air} = 3,0$  mm,  $l_{pch} = 10,10$  mm et  $y_{pin} = 10$  mm.

Dans la Figure II.25a, la position du pin de court-circuit prend les valeurs suivantes :  $y_{pin} = \{9,40 ; 9,10 ; 9,10 ; 9,05 ; 9,00 \text{ mm}\}$ . Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est représenté par les marqueurs bleu, vert et rouge correspondant respectivement aux cas où  $l_{pch} = \{9,10 ; 10,10 ;$

11,55 mm}. Ainsi, les résultats représentés par exemple par les marqueurs bleus correspondent aux valeurs de  $S_{11}$  {- 19,16 ; - 23,62 ; - 32,23 ; - 29,62 ; - 19,12 dB} présentés dans le Tableau II.3.

La Figure II.25b montre les résultats lorsque l'épaisseur de la couche d'air prend les valeurs suivantes :  $h_{air} = \{3,0 ; 2,8 ; 3,2 ; 2,9 ; 3,1 \text{ mm}\}$ . Les marqueurs bleu, vert et rouge présentent respectivement  $S_{11}$  pour  $y_{pin} = \{9,0 ; 11,0 ; 10,0 \text{ mm}\}$ .

La Figure II.25c présente les résultats pour les longueurs du patch suivantes :  $l_{pch} = \{9,10 ; 10,10 ; 11,55 \text{ mm}\}$ . Les marqueurs bleu, vert et rouge correspondent respectivement à une épaisseur de couche d'air égale à  $h_{air} = \{3,0 ; 2,8 ; 3,2 \text{ mm}\}$ .

Les différentes opérations de croisement et de mutation conduisent la configuration optimale définie par le Tableau II.4.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
$l_{pch}$	11,50	$y_{prt}$	- 6
$h_{air}$	3,0	$x_{pin}$	- 6
$x_{prt}$	- 6	$y_{pin}$	11,75

Tableau II.4. Paramètres obtenus après optimisation par algorithme génétique

D'un point de vue temps de calcul, avec  $2^{13} \times 2^{13} \times 2^{10} \times 2^{10}$  itérations, cet algorithme implanté en Visual Basic requiert 4,5 jours avec un ordinateur de fréquence 3,0 GHz, comprenant 3,25 Gb de Ram. Il est intéressant de remarquer que dans cette application, le langage de programmation Visual Basic est intégré dans le programme de simulation CST, le calcul et l'optimisation des paramètres de l'antenne sont réalisés de manière synchronisée donc le temps de traitement est environ quatre fois plus rapide qu'en utilisant Matlab.



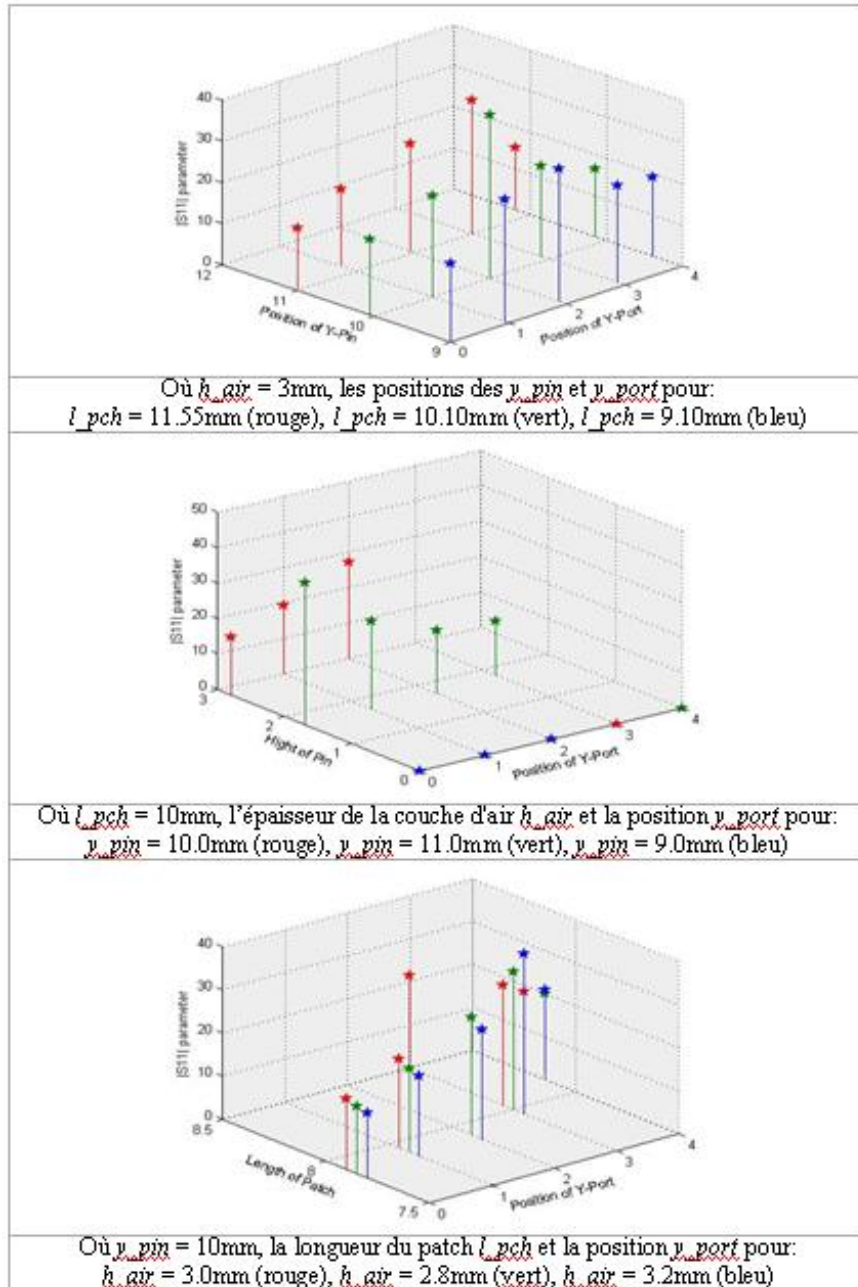


Figure II.25. Module du coefficient de réflexion  $S_{11}$  [dB]

#### II.5.3.d. Résultats de mesure

L'antenne PIFA optimisée a été fabriquée. Pour rappel, le substrat diélectrique de type FR4 a les dimensions suivantes :  $40 \times 40 \times 0,8 \text{ mm}^3$ . Les dimensions du plan de masse sont :  $40 \times 40 \times 0,035 \text{ mm}^3$ . L'épaisseur de la couche d'air entre le patch et le plan de masse est de 3 mm. Le patch microruban présente les dimensions suivantes :  $l_{pch} = 11,50 \text{ mm}$  ;  $w_{pch} = 4 \text{ mm}$  et  $h_{pch} = 0,035\text{mm}$  (voir la Figure II.23). Le port discret est localisé à la position (- 6 mm ; - 6 mm)

et le pin de court-circuit est positionné sur le substrat en la position suivante : (- 6 mm ; 11,75 mm). La Figure II.26 montre une photographie de l'antenne réalisée.

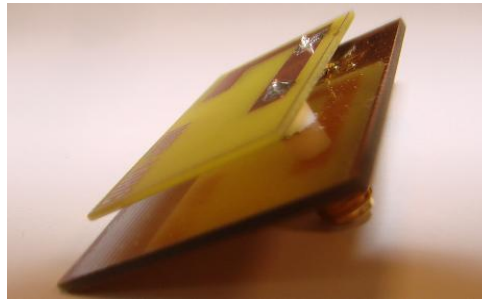


Figure II.26. Photographie de l'antenne PIFA à simple accès

La Figure II.27 compare le coefficient de réflexion obtenu en simulation et mesuré. L'antenne conçue présente une fréquence de résonance égale à 2,4 GHz et une bande passante de 30 MHz (définie lorsque le paramètre  $S_{11}$  est inférieur à - 10 dB). La bande passante obtenue en simulation est un peu plus large (40 MHz) mais les résultats entre simulation et mesures présentent un bon accord. Il faut aussi noter que cette différence peut être due à l'échantillonnage de l'abscisse du VNA. L'incrément fréquentiel de la courbe de résultat de mesures présentée est égal à 5 MHz (200 points).

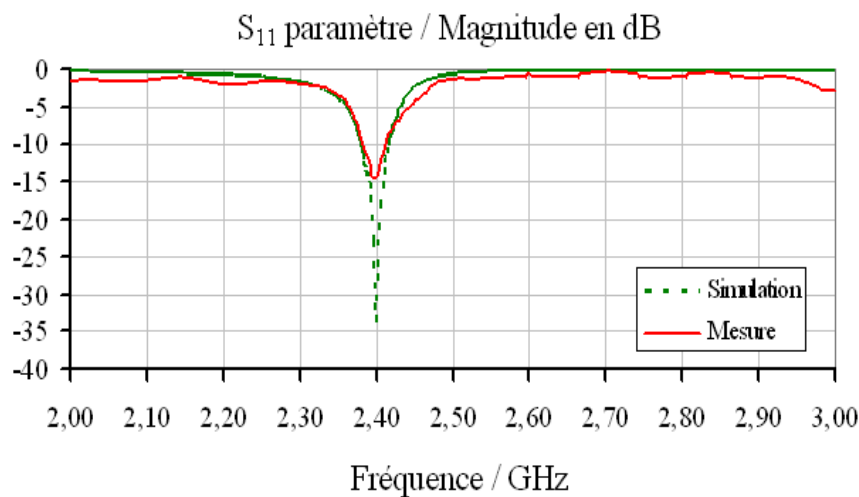


Figure II.27. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  obtenu en simulation et mesure de l'antenne PIFA à simple accès

Enfin, le diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 2,4 GHz de l'antenne PIFA optimisée est illustré par la Figure II.28. Il peut être noté que l'antenne possède un diagramme de rayonnement proche de celui d'un dipôle, avec un gain de 2,04 dB.

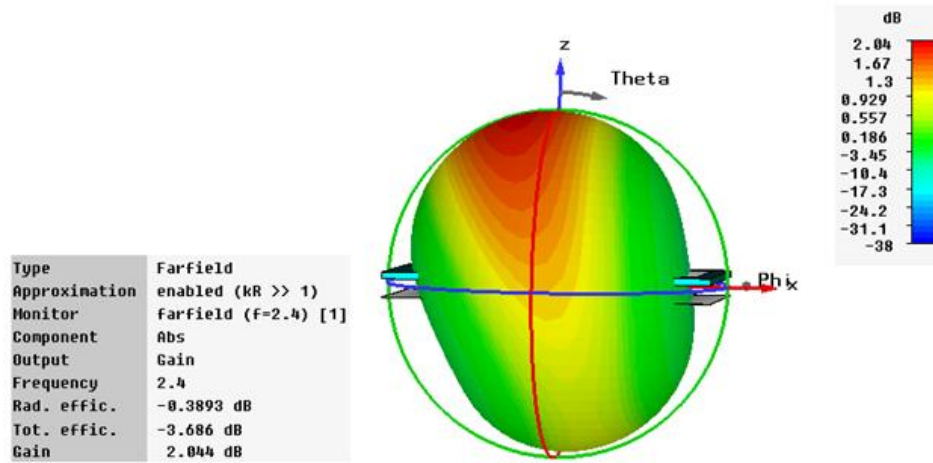


Figure II.28. Diagramme de rayonnement simulé en 3D de l'antenne PIFA à simple accès

## II.5.4. Antenne PIFA en forme de L à double accès

### II.5.4.a. Topologie de l'antenne

La topologie de l'antenne PIFA en forme de L à double accès est illustré par la Figure II.29.

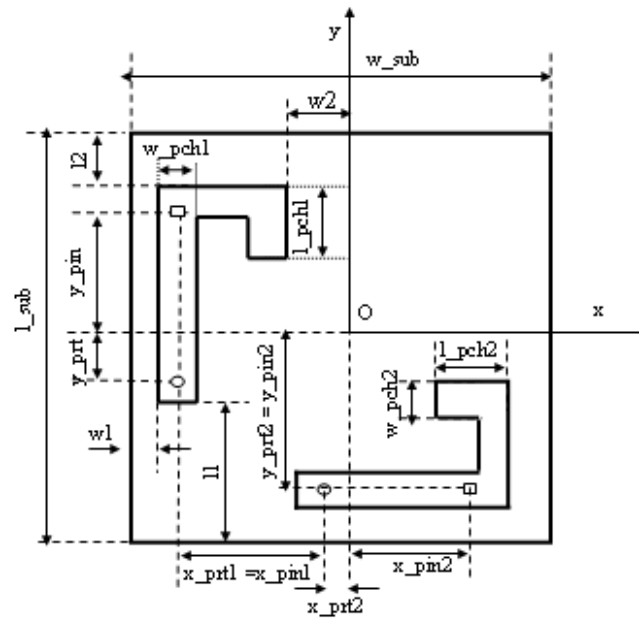


Figure II.29. Antenne PIFA à double accès

Ces paramètres géométriques sont les suivants : dimensions de l'antenne 1  $\{l_{pch1}; w_{pch1}; h_{pch1}\}$  et de l'antenne 2  $\{l_{pch2} \times w_{pch2} \times h_{pch2}\}$  ; couche d'air entre le patch et le plan de masse  $h_{air}$  ; position des ports discrets sur le plan de masse  $(x_{prt1}, y_{prt1})$  pour

l'antenne 1 et  $(x_{prt2}, y_{prt2})$  pour l'antenne 2 ; position des pins de court-circuit sur le substrat  $(x_{pin1}, y_{pin1})$  pour l'antenne 1 et  $(x_{pin2}, y_{pin2})$  pour l'antenne 2.

#### II.5.4.b. Premiers résultats de simulation

Avec la configuration présentée par le Tableau II.5, les résultats de simulation sont illustrés par la Figure II.30. Pour l'antenne 1, la fréquence de résonance est égale à 2,38 GHz pour un coefficient de réflexion de - 14,83 dB. Pour l'antenne 2, la fréquence de résonance est égale à 2,48 GHz pour un coefficient de réflexion de - 12,66 dB.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
$l_{pch1}$	6	$x_{prt2}$	0
$w_{pch1}$	4	$y_{prt2}$	- 16
$l_{pch2}$	8	$x_{pin1}$	- 16
$w_{pch2}$	4	$y_{pin1}$	6
$h_{air}$	3,0	$x_{pin2}$	7
$x_{prt1}$	- 16	$y_{pin2}$	- 16
$y_{prt1}$	0	nul	nulle

Tableau II.5. Les paramètres initiaux de l' antenne

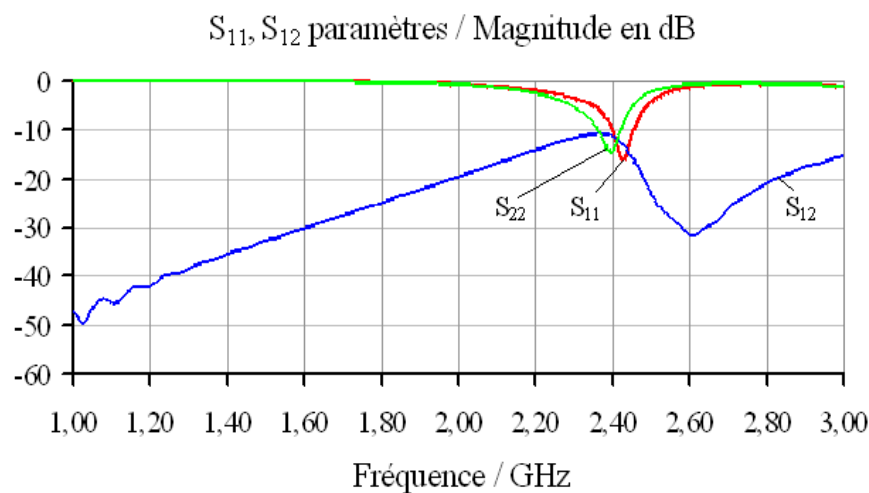


Figure II.30. Paramètres S de l'antenne PIFA à double accès non optimisée

#### II.5.4.c. Etape d'optimisation

Par analogie avec l'étude présentée dans le cas de l'antenne à simple accès, le Tableau II.6 présente un exemple des paramètres d'entrée et de sortie quand les populations sont générées aléatoirement.

$l_{pch}$ (mm)	$h_{air}$ (mm)	$y_{prt}$ (mm)	$y_{pin}$ (mm)	$f$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)	$S_{12}$ (dB)
10,00	3,00	0,00	10,00	2,8	-17,34	- 25,02
8,95	3,00	- 8,00	12,00	1,77	-0,28	- 27,88
6,00	3,00	- 4,00	8,00	2,26	-25,94	- 16,11

Tableau II.6. Exemples des paramètres d'entrée et de sortie de l'antenne PIFA à double accès lors de générations aléatoires

Le Tableau II.7 donne les paramètres d'entrée et de sortie quand sont fixes la longueur du patch microruban ( $l_{pch} = 7,75$  mm) et l'épaisseur de la couche d'air ( $h_{air} = 3,0$  mm) et que varie la position du court-circuit.

$y_{prt}$ (mm)	1	0	- 1	2
$y_{pin}$ (mm)	7,15	7,05	7,15	6,95
$S_{11}$ (dB)	- 15,39	- 17,47	- 20,50	- 36,04
$S_{12}$ (dB)	- 16,95	- 18,02	- 18,02	- 19,40

Tableau II.7. Coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  selon les positions du port discret et du pin de court-circuit

La Figure II.31 propose, comme dans le cas précédent de l'antenne à simple accès, une représentation graphique et synthétique des résultats obtenus. Les marqueurs en forme d'étoile correspondent aux valeurs du coefficient de réflexion  $S_{11}$  et les marqueurs en forme de rectangle aux valeurs de coefficient de transmission  $S_{21}$ . La Figure II.31a correspond aux résultats présentés dans le Tableau II.8.

Le processus d'optimisation de l'algorithme génétique par opérations de croisement et de mutation conduit à la configuration optimale donnée par le Tableau II.8.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
$l_{pch1}$	10,25	$x_{prt2}$	- 4
$w_{pch1}$	4	$y_{prt2}$	- 16
$l_{pch2}$	10,25	$x_{pin1}$	- 16
$w_{pch2}$	4	$y_{pin1}$	7
$h_{air}$	3,0	$x_{pin2}$	7
$x_{prt1}$	- 16	$y_{pin2}$	- 16
$y_{prt1}$	4	nul	nulle

Tableau II.8. Paramètres de la configuration optimale de l'antenne optimisée par GA

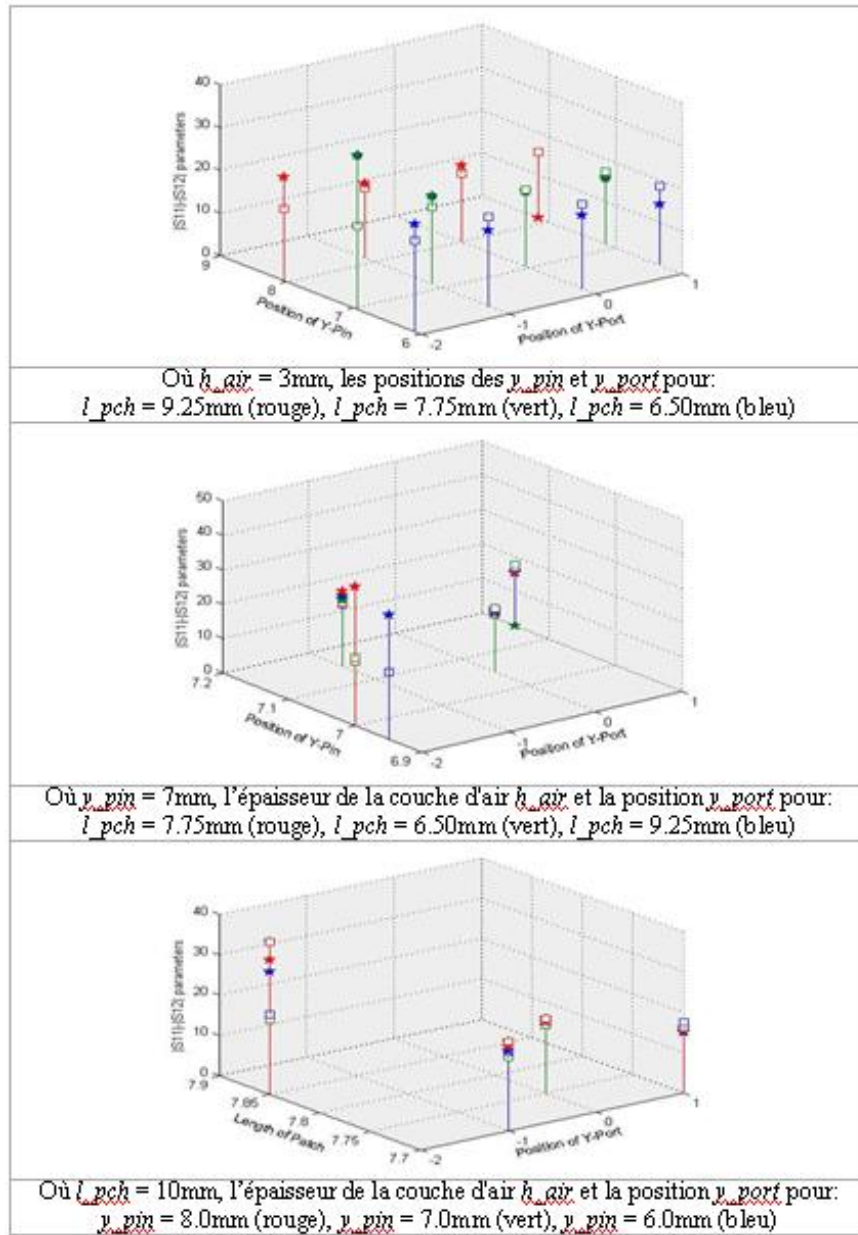


Figure II.31. Modules du coefficient de réflexion  $S_{11}$  (symbole « étoile ») et du coefficient de transmission  $S_{21}$  (symbole « rectangulaire ») en dB

#### II.5.4.d. Résultats de mesure

L'antenne PIFA à double accès optimisée a été réalisée. Pour rappel, son substrat est de type FR4 de dimension  $40 \times 40 \times 0.8 \text{ mm}^3$ . Le plan de masse présente les dimensions suivantes :  $40 \times 40 \times 0,035\text{mm}^3$ . L'épaisseur de la couche d'air entre le patch et le plan de masse est de 3 mm. Les dimensions des patchs microruban sont les suivantes :  $l_{pch1} = l_{pch2} = 10,25 \text{ mm}$  ;  $w_{pch1} = w_{pch2} = 4 \text{ mm}$  et  $h_{pch1} = h_{pch2} = 0,035 \text{ mm}$  (voir la Figure II.29). Les

ports discrets sont situés en (- 16 mm ; - 4 mm) pour l'antenne 1 et (- 4 mm ; - 16 mm) pour l'antenne 2. Les pins de court-circuits sont localisés sur le substrat en (- 16 mm ; 7 mm) pour l'antenne 1 et (7 mm ; - 16 mm) pour l'antenne 2. La Figure II.32 montre une photographie de l'antenne réalisée.

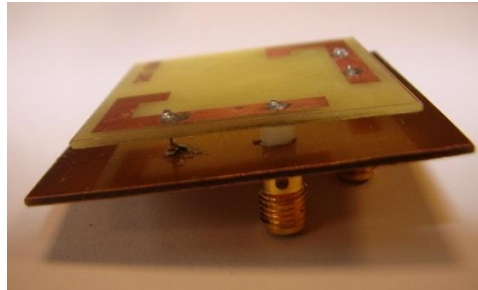


Figure II.32. Photographie de l'antenne PIFA à double accès réalisée

Les résultats de simulation et de mesure des coefficients de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{12}$  sont présentés par la Figure II.33.

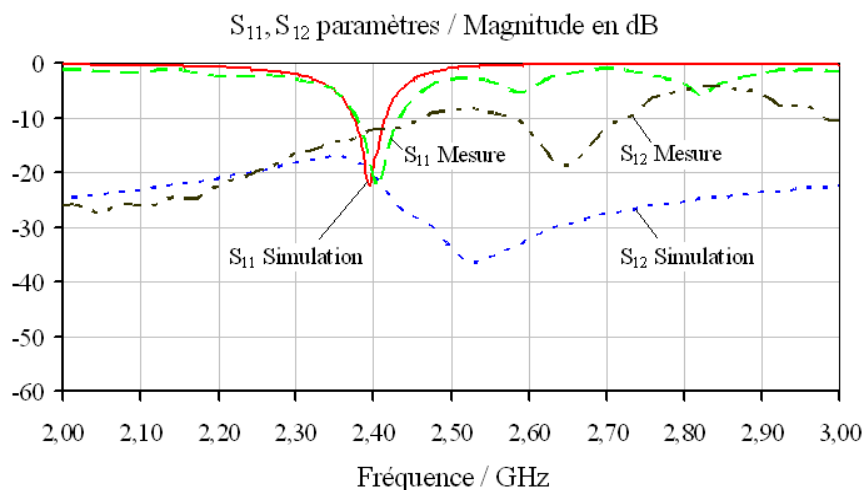


Figure II.33. Coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{12}$  obtenus en simulation et mesure de l'antenne PIFA à double accès

La fréquence de résonance est égale à 2,43 GHz avec une bande passante égale à 50 MHz (correspondant à  $S_{11}$  inférieur ou égal à - 10 dB). L'accord des résultats de simulation et de mesure est très satisfaisant. Il faut noter que la précision dans les simulations est de 0,05 mm ce qui n'est pas atteignable sur le prototype réalisé et peut expliquer les quelques différences minimes. L'incrément fréquentiel est aussi le même que précédemment pour la courbe de mesures. De plus, par symétrie de la structure de l'antenne,

les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont égaux ainsi que les coefficients de transmission  $S_{12}$  et  $S_{21}$ . Pour cette raison, seuls les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{12}$  ont été représentés.

Enfin, la Figure II.34 illustre le diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 2,43 GHz de l'antenne réalisée. Comme précédemment, ce diagramme est proche de celui d'un dipôle demi longueur d'onde. Le gain est égal à 2,40 dB.

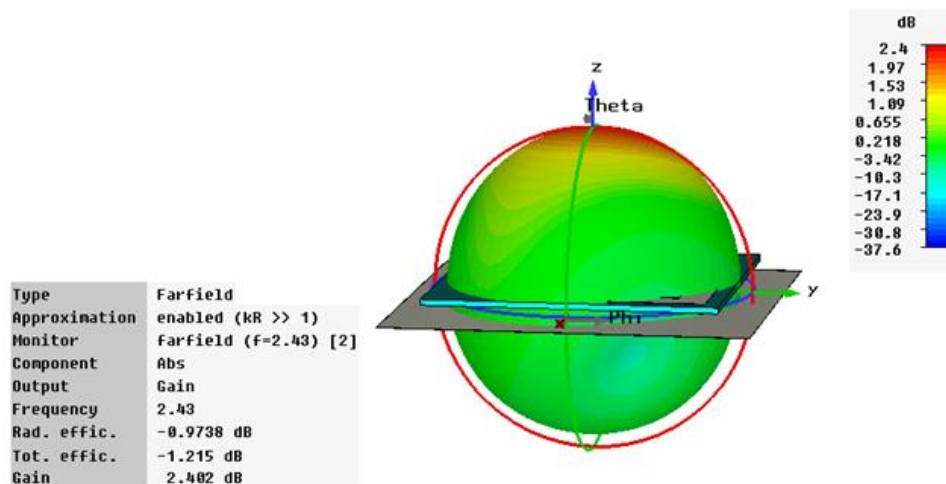


Figure II.34. Diagramme de rayonnement simulé en 3D de l'antenne à double accès

## II.6. Conclusion

Après avoir présenté la problématique de l'optimisation et quelques méthodes les plus courantes d'optimisation combinatoire, l'intérêt des algorithmes génétiques pour concevoir des antennes a été démontré à travers deux exemples différents. Des méthodes de conception d'antennes s'appuyant sur une optimisation par algorithme génétique, et utilisant deux logiciels de simulation électromagnétique HFSS et CST ont été validées.

Les travaux développés dans ce chapitre seront exploités pour concevoir les antennes reconfigurables présentées dans le chapitre suivant. Une antenne reconfigurable est souvent conçue à partir d'une antenne existante à laquelle sont ajoutés des éléments. L'ensemble ainsi constitué ne peut être séparé en plusieurs antennes indépendantes les unes des autres. Les caractéristiques des éléments de l'antenne sont liées et affectent globalement le comportement de l'antenne rendant le problème complexe et nécessitant une étape d'optimisation.





## **CHAPITRE III : Conception d'antennes reconfigurables**



## III.1. Introduction

### III.1.1. Présentation de la problématique générale

Le développement rapide des systèmes de communication sans fil entraîne l'apparition de nouveaux appareils et dispositifs pour répondre aux exigences des nouvelles applications multimédia. Il s'agit essentiellement d'améliorer les performances des communications dans des environnements complexes où les échos parasites, liés aux trajets multiples de la propagation des ondes, limitent les débits. Ainsi par exemple, les téléphones cellulaires, les réseaux locaux sans fil (WLAN) et les réseaux personnels sans fil (WPAN) deviennent des systèmes multifréquences et multi-modes. L'intégration d'antennes reconfigurables dans de tels systèmes permettrait d'offrir plus de flexibilité et de nouveaux degrés de liberté. Si le concept d'antennes reconfigurables n'est pas nouveau, les technologies d'aujourd'hui permettent d'envisager leur réalisation et leur intégration dans les futurs systèmes de télécommunications. Dans ce contexte, les exigences recherchées au niveau de l'antenne peuvent être décrites en deux temps [74]. Classiquement, les antennes doivent posséder un fort gain, présenter une forte efficacité, être de taille (physique) petite, proposer une bande de fréquences adaptée à l'application, et pouvoir s'intégrer facilement aux dispositifs. De plus, ces nouvelles antennes doivent être versatiles en offrant une certaine diversité en fréquence, ou/et en diagramme ou/et en polarisation, et cela tout en conservant leurs performances initiales. Une antenne reconfigurable étend donc les capacités d'une antenne passive en offrant la possibilité de modifier sa configuration, et donc plusieurs de ses caractéristiques selon les besoins et le contexte environnemental.

Il n'existe pas de méthodes standards pour concevoir une antenne reconfigurable. L'approche générale consiste à partir d'une géométrie d'antenne donnée, souvent choisie selon l'application visée qui fixe par exemple les dimensions et les fréquences de fonctionnement, à laquelle est ajoutée des éléments ou des structures permettant de réaliser les fonctionnalités de reconfiguration souhaitées. Ainsi plutôt que de suivre une véritable méthodologie de conception, l'antenniste doit répondre à un certain nombre de questions, qui sont étroitement liées entre elles.

La première étape consiste donc à rechercher la géométrie ou la structure rayonnante la mieux adaptée aux contraintes classiques et générales que sont la taille, le rayonnement, et la bande de fréquences souhaitées. Cette phase se retrouve dans la conception de toute antenne, et elle est généralement basée sur l'expérience de l'antenniste qui s'oriente naturellement vers des géométries répondant aux contraintes citées : structure volumique ou structure planaire, rayonnement directionnel ou rayonnement omnidirectionnel, bande étroite ou bande large. Un critère discriminant pour sélectionner alors une géométrie possible est la simplicité de l'antenne qui permet de décrire son comportement de façon analytique ou intuitive, et dans un même temps, une géométrie qui, a priori, conviendra à l'ajout de fonctionnalités reconfigurables.

La seconde étape peut consister à ajouter à la configuration initiale des courts-circuits, des fentes ou des sections de lignes (stubs) de sorte à faire apparaître des résonances permettant d'obtenir des comportements large bande, multi-bande ou réjecteur de bande. Ces trois structures offrent l'avantage de permettre une reconfiguration à l'aide de composants actifs, placés à leur extrémité pour les stubs et courts-circuits, ou utilisés comme charge pour les fentes.

Enfin, la dernière étape consiste à déterminer quelle sera la nature des composants qui permettront d'assurer les fonctionnalités de reconfiguration. En effet, ils influenceront fortement les caractéristiques de l'antenne initiale et doivent être pris en compte dès le départ dans la conception. Ce problème se divise en multiples autres questions. Tout d'abord, quel est le type de commande de la reconfigurabilité souhaité ? Le changement souhaité de l'état de l'antenne est-il de nature discrète (type interrupteur) ou de nature continue ? Ensuite, se pose le problème des technologies disponibles, des composants utilisés, et de la facilité de fabriquer l'antenne. L'utilisation de composants actifs ajoute des questions quant à la consommation énergétique ou à la tenue en puissance ; dans les applications embarquées par exemple, cela peut être un point fondamental du cahier des charges. En outre, s'ajoutent aussi les problèmes de non-linéarité qui peuvent survenir, par exemple en utilisant des commutateurs de type MEMS. Le nombre de composants actifs utilisés dans l'antenne est également une question complexe. Le coût de l'antenne augmente avec le nombre de composants utilisés, et se traduit par des effets à la fois positifs et négatifs. L'augmentation des éléments de l'antenne peut soulever des problèmes de fiabilité : si un

composant tombe en panne, il aura une incidence sur l'ensemble du fonctionnement de l'antenne. La procédure pour détecter les composants qui sont défectueux est aussi une question difficile. L'augmentation du nombre de composants de l'antenne a aussi un impact négatif sur le temps de calcul des propriétés électromagnétiques de la structure. En effet, d'une manière simpliste, si une configuration de l'antenne est simulée en  $t$  secondes, ses  $N$  configurations (plus ou moins proportionnelles au nombre de composants) nécessiteront  $N \times t$  secondes de simulation. La notion de temps de calcul est donc un paramètre important dont il faut aussi tenir compte, car il peut influencer fortement le processus de conception de l'antenne. Au temps de calcul, s'ajoute aussi le problème de la modélisation de ces composants lors de la phase de Conception Assistée par Ordinateur (CAO). Il est nécessaire de disposer de modèles assez simples pour vérifier que la fonctionnalité désirée est obtenue, mais aussi de modèles qui soient suffisamment réalistes. L'ensemble de ces questions constitue les défis auxquels les antennistes doivent répondre pour concevoir des antennes reconfigurables.

### **III.1.2. Spécifications des antennes reconfigurables développées**

Comme présenté, disposer d'antennes couvrant plusieurs bandes de fréquences simultanément est d'un grand intérêt afin de développer des dispositifs de télécommunications flexibles, telles que la radio cognitive. Pour cela plusieurs approches peuvent être envisagées. La première est d'intégrer dans le dispositif antenne plusieurs antennes spécifiques et commutables. Toutefois, cette solution présente de lourds inconvénients en termes de coût mais aussi d'encombrement. En effet, cela nécessite autant d'antennes que de bandes à couvrir et les antennes doivent être suffisamment espacées ou isolées les unes par rapport aux autres. Une deuxième solution est d'utiliser des antennes multi-bande ou à large bande mais cela au détriment du rapport signal à bruit et donc de l'efficacité globale du système. Une alternative est de disposer d'antennes reconfigurables en fréquence sur une bande assez large mais dont la bande instantanée est étroite. En effet, ces antennes offrent alors l'avantage de se comporter comme une antenne unique bande étroite mais à fréquence de résonance pilotable. De plus, la complexité du système et les contraintes de filtrage du circuit front-end s'en trouvent réduites.

Dans la suite, l'objectif est donc de concevoir des antennes reconfigurables en fréquence relativement simples, de taille compacte, et fonctionnant dans une bande couvrant environ la gamme 2 à 10 GHz, bande de fréquences où se rencontre la plupart des standards actuels de communication bande étroite. Les antennes visées étant destinées à des terminaux, l'étude s'est portée vers des antennes PIFA, classiquement utilisées dans ce type d'appareil et offrant des possibilités de reconfiguration intéressantes et relativement simples à mettre en œuvre à l'aide de commutateurs RF comme les diodes PIN. Une autre contrainte importante considérée est le compromis à trouver entre le nombre de commutateurs RF (autrement dit la complexité et la fiabilité) et le niveau de reconfigurabilité des fréquences instantanées.

Dans ce chapitre, un rapide aperçu des principaux types de structures rayonnantes vient compléter la bibliographie du chapitre 1 en se focalisant sur la première question énoncée lors de la phase de conception d'une antenne reconfigurable, à savoir le choix de la géométrie de l'antenne. Ce chapitre est ensuite dédié à l'étude des diodes PIN et à leur influence lorsqu'elles sont insérées dans les structures rayonnantes des antennes. La première partie est consacrée à la modélisation des diodes PIN et à la validation des modèles introduits. Dans la seconde partie, à partir de structures rayonnantes simples (dipôle et patch rectangulaire) sont mis en évidence les effets des diodes PIN en considérant leurs deux états : passants et bloqués. Ces études permettent de mettre en évidence les capacités de reconfiguration possibles même à partir de structures relativement élémentaires et surtout de donner des lignes directrices sur la façon d'intégrer les diodes PIN et leurs conséquences. Enfin, la fin du chapitre est consacrée à la conception de deux nouvelles antennes PIFA reconfigurables. A partir d'une géométrie originale, les paramètres géométriques des structures proposées sont déterminés via une phase d'optimisation par l'algorithme génétique développé dans le chapitre 2. Suite à la phase de CAO, des prototypes ont été réalisés et caractérisés expérimentalement. Pour chaque antenne proposée la méthodologie suivie, la phase de conception et d'optimisation à travers des simulations électromagnétiques, les résultats de simulation et de mesure, et les performances obtenues sont soulignées. L'aspect commande du système antennaire n'est pas traité ici ; il fera l'objet du chapitre suivant.

Avant d'aller plus loin, il peut être noté dès à présent que les simulations proposées ci-après ont été réalisées avec le logiciel CST Microwave Studio (sauf mention contraire). Les

conducteurs électriques sont considérés comme des conducteurs parfaits d'épaisseur 0,035 mm. De plus, le substrat diélectrique considéré en simulation et utilisé pour la réalisation des prototypes est de type FR4 d'épaisseur 0,8 mm, de permittivité de 4,7 et de facteur de perte  $\tan \delta = 0,02$ .

## III.2. Rapide aperçu des structures rayonnantes principales

Plusieurs grandes familles d'antennes sont à l'origine des structures rayonnantes : les antennes à ouverture (cornets), les antennes à réflecteur (paraboles), les antennes filaires (monopôles, dipôles, antennes Yagi, etc.), les antennes à fente (demi ou quart d'onde), et les antennes patch (planaires). Comme indiqué précédemment, la première étape lors de la conception d'une antenne reconfigurable consiste à choisir l'une d'entre elles.

Dans le travail présenté, les antennes envisagées sont des antennes plutôt dédiées à des dispositifs mobiles et/ou portables. Ce paragraphe se focalise donc sur les trois derniers types d'antennes cités, et a pour objectif de résumer leurs principales propriétés afin d'évaluer de façon qualitative leur faculté à intégrer une fonctionnalité de reconfiguration.

### III.2.1. Les antennes filaires

Une antenne monopole est constituée d'un brin conducteur en forme de fil ou de tige, souvent placé au-dessus et perpendiculairement d'une surface conductrice, constituant le plan de masse. Le signal d'excitation (en mode d'émission) ou la tension de sortie (en mode de réception), se situent entre l'extrémité inférieure du monopole et le plan de masse. La fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la longueur du conducteur. En plaçant à sa base une charge, par exemple une capacité variable, il sera possible de faire varier la longueur électrique du monopole et ainsi de modifier sa fréquence de fonctionnement.

Une antenne dipôle est constituée de deux conducteurs métalliques, en forme de fil ou de tige, reliés aux deux bornes de l'émetteur. Ces deux brins conducteurs peuvent être en ligne, parallèles (partiellement), à angle droit ou quelconque, égaux ou inégaux, libres ou réunis (par exemple une boucle). L'alimentation est le plus souvent placée au centre de la structure ce qui conduit à un système symétrique. Pour ce type d'antennes, la



reconfiguration peut être réalisée grâce à des changements de la longueur des éléments conducteurs via l'utilisation d'éléments locaux tels que des diodes PIN, des varactors, ou des MEMS, etc. [22]. Pour les antennes dérivées de l'antenne dipôle, telles que les antennes Yagi-Uda, les antennes log-périodiques, etc., la reconfiguration peut être obtenue par l'ajustement des éléments discrets les composant [14, 25, 77-79].

Une antenne hélice est une antenne constituée d'un fil enroulé (type solénoïde) dont une extrémité est masquée par un écran métallique, le plan de masse. La ligne d'alimentation est connectée entre le bas de l'hélice et le plan de masse. La fréquence opérante de l'antenne hélice est fonction des dimensions et de l'espacement entre les spires. Cela permet d'offrir des possibilités de reconfiguration en fréquence. En outre, la longueur de la bobine détermine la directivité de l'antenne et son gain permettant alors d'obtenir une combinaison de reconfiguration en fréquence et en diagramme de rayonnement [80].

Une antenne spirale est constituée d'un ou plusieurs bras en forme de spirale. Il existe plusieurs variantes comme la spirale carrée, la spirale logarithmique, etc. Les caractéristiques de l'antenne dépendront de l'espacement entre les spires, de la largeur des bras, du rayon intérieur et du rayon extérieur [19, 31, 34]. Un placement judicieux de composants actifs permet de modifier la géométrie initiale et d'obtenir des possibilités de reconfiguration.

### **III.2.2. Les antennes à fente**

Une antenne à fente est composée d'une surface métallique, généralement une plaque plane, avec un trou ou une fente. L'alimentation est placée au milieu de la fente qui rayonne de façon semblable à une antenne dipôle. La forme et la taille de la fente déterminent les caractéristiques de rayonnement. Comme pour un dipôle, la reconfiguration d'une antenne à fente peut donc être réalisée en modifiant la longueur des encoches à l'aide de diodes PIN, varactors, MEMS, etc. [20, 21, 26, 32].

### **III.2.3. Les antennes patch**

Une antenne patch est une antenne à éléments imprimés. Elle est constituée d'un plan de masse et d'un substrat électrique, dont la surface porte un ou plusieurs éléments métallisés. Les éléments rayonnants sont généralement de forme carrée, rectangulaire, circulaire et elliptique, mais toute forme est envisageable. Les antennes patch ont les

avantages des lignes microbande : faibles masse et encombrement, structure planaire pouvant être conformée, coût de fabrication réduit par les techniques très précises des circuits imprimés. Elles sont très utilisées dans les appareils mobiles principalement en raison de leur compacité et des possibilités multi-bande qu'elles offrent. Toutefois, dans leur format initial classique, elles présentent quelques inconvénients : une faible bande passante de l'ordre de quelques pourcents, une pureté de polarisation pauvre, une faible efficacité de rayonnement, un gain moyen et une limitation des puissances transmises à quelques dizaines de watts.

Par rapport aux autres familles d'antennes, d'un point de vue du potentiel de reconfigurabilité, les antennes imprimées sont particulièrement intéressantes et adaptées. En effet, par exemple pour obtenir plusieurs bandes de fréquence, de multiples solutions sont possibles comme faire varier la forme de l'élément rayonnant, ajouter des fentes ou des éléments parasités pour créer une fréquence résonante supplémentaire, utiliser plusieurs éléments rayonnants à alimentation et plan de masse communs [81-84].

Il peut être intéressant de remarquer que les antennes présentées et conçues dans le chapitre II laissent entrevoir un certain potentiel pour obtenir des fonctionnalités de reconfiguration. En effet, dans l'étude de cas 1 (section II.4) pour concevoir une antenne ULB optimale à partir d'un patch rectangulaire, l'élément rayonnant est divisé en cellules miniatures (de dimension  $2\text{mm} \times 2\text{mm}$ ). Ces cellules sont « activées » ou non (en fait métallisées) et permettent d'obtenir, selon les configurations possibles, de nombreuses bandes de fréquences opérationnelles (plus ou moins larges). D'autre part, l'étude de cas 2 (section II.5) dont l'objectif était de concevoir une antenne PIFA en forme de L, a montré que la longueur du patch microruban, l'épaisseur de la couche d'air entre le patch et le plan de masse, ainsi que la position des broches de court-circuit influencent très fortement le coefficient de réflexion et la fréquence de fonctionnement de l'antenne. En conséquence, cela montre que si ces paramètres peuvent être modifiés et contrôlés, il est possible d'obtenir des fonctionnalités de reconfiguration.

### III.3. Étude de l'influence des diodes PIN dans la structure rayonnante de l'antenne

#### III.3.1. Modélisation des diodes PIN

Lors de la phase de CAO, il est essentiel de simuler correctement le comportement des diodes PIN afin de simuler avec précision les paramètres de l'antenne et prédire ces caractéristiques lors des reconfigurations. Pour cela, trois méthodes ont été envisagées :

- **Modélisation par un plot métallique:** le mode passant ou bloqué de la diode PIN (connexion ou déconnexion) est simulé par la présence ou l'absence (respectivement) d'un plot métallique de dimension  $0,3 \times 0,9 \text{ mm}^2$  [85]. Plusieurs travaux basés sur des diodes PIN, comme par exemple la diode 4005HPND, ont démontré la validité de cette modélisation très simple afin de simuler correctement les performances de l'antenne.
- **Modélisation par un circuit RLC équivalent :** le modèle utilisé est celui proposé dans [28]. Il s'agit d'un circuit équivalent RLC simplifié de la diode PIN ne tenant pas compte de l'effet « surface mounting ». Ce modèle simplifié est illustré par la Figure III.1. Il se compose d'une inductance parasite ( $L$ ) en série avec une capacité intrinsèque ( $C$ ) et une résistance intrinsèque ( $R$ ), qui elles sont montées en parallèle. Les valeurs des composants données par [28] ont été calculées à l'aide du logiciel Agilent Advanced Design System (ADS) pour une diode PIN MPP4203. Lorsque la diode PIN est à l'état « OFF », les valeurs de  $R$ ,  $L$  et  $C$  sont respectivement égales à  $3 \text{ k}\Omega$ ,  $0,45 \text{ nH}$  et  $0,08 \text{ pF}$ . A l'inverse, quand la diode PIN est à l'état « ON », la capacité n'intervient plus et les valeurs de  $R$  et  $L$  sont respectivement égales à  $3,5 \Omega$  et  $0,45 \text{ nH}$ . Des résultats de simulation et de mesures sont présentés dans [28]. En particulier, lorsque la diode est bloquée elle présente une isolation de  $11,32 \text{ dB}$  à  $5,5 \text{ GHz}$ , et lorsqu'elle est passante les pertes d'insertion sont égales à  $0,66 \text{ dB}$  à  $3,5 \text{ GHz}$ .

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  d'une diode PIN (MPP4203) modélisé de la sorte est représenté sur la Figure III.1b pour les deux états : passant ("on") et bloqué ("off").

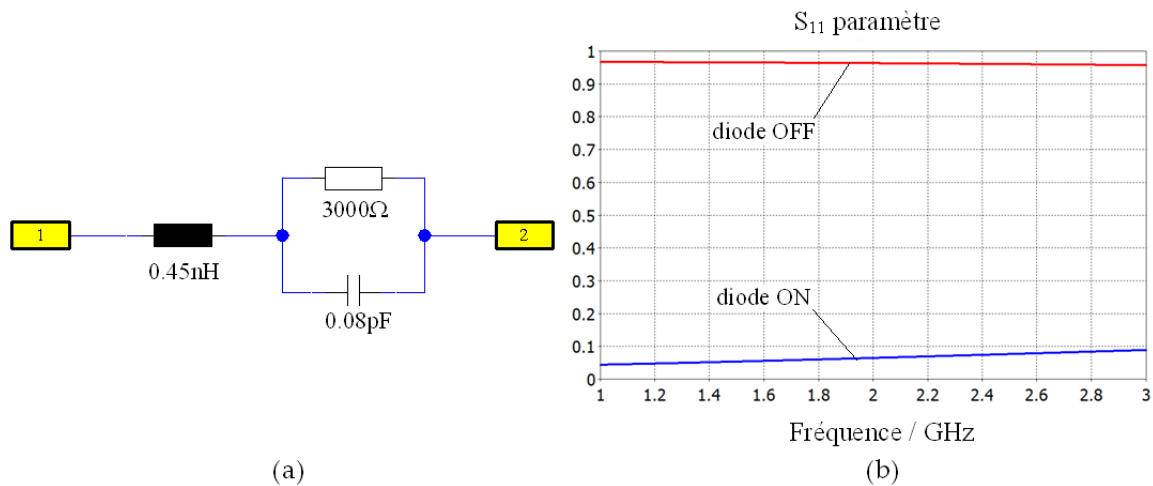


Figure III.1. Circuit équivalent simplifié pour une diode PIN a) et Paramètre  $S_{11}$  d'une diode PIN b) : état passant et état bloqué

- Modélisation via l'utilisation d'un commutateur commandé en tension** : le schéma équivalent du commutateur est illustré par la Figure III.2a. Lorsque la tension  $V_c$  est inférieure à 5 V ( $V_c = 0$  V ; 2,5 V) l'état de la diode est passant ; et dans le cas inverse,  $V_c$  supérieure à 5 V ( $V_c = 7,5$  V ; 10 V) l'état de la diode est bloqué. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  du commutateur pour les deux états de la diode PIN est représenté par la Figure III.2b.

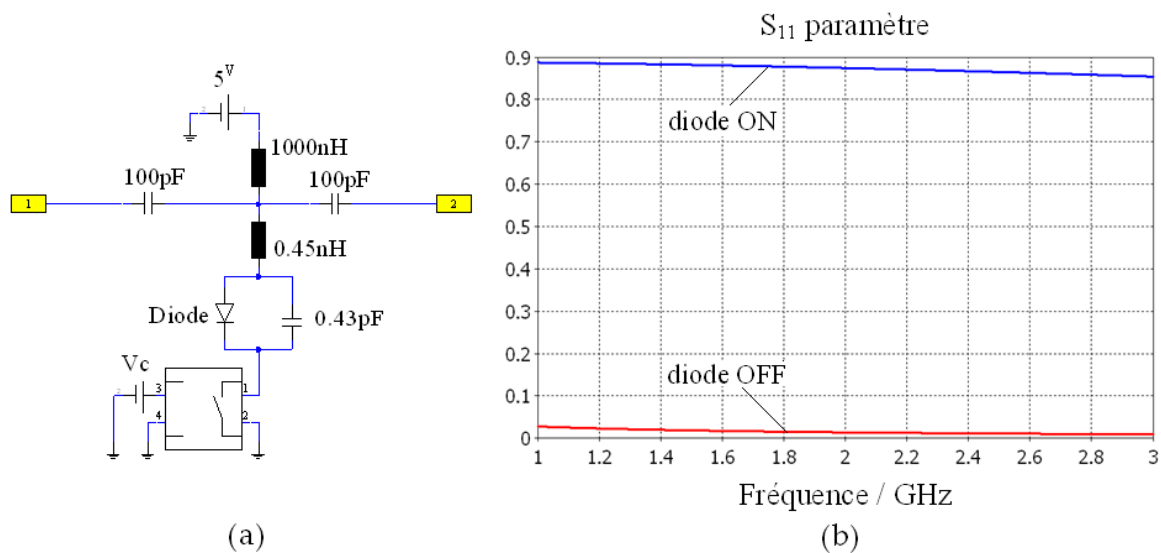


Figure III.2. Schéma équivalent du commutateur (a) et Paramètre  $S_{11}$  du commutateur : état de la diode PIN passant et bloqué (b)

Le paragraphe suivant porte sur la validation des modèles présentés de la diode PIN dans le cas d'un dipôle rayonnant, et sur l'étude de l'influence et de la position de la (ou des) diode(s) PIN dans un patch rectangulaire à fente.

### III.3.2. Influence d'une diode PIN dans une ligne microruban

#### III.3.2.a. Présentation de la structure rayonnante étudiée

L'antenne dipôle, considérée comme configuration de départ, possède une structure rayonnante constituée de deux lignes microruban de même longueur égale à  $l_{mcrl} \approx 59$  mm [86], séparés d'une distance de 1 mm, de largeur  $w_{mcrl} = 1$  mm (Figure III.3a), et imprimés sur un substrat FR4. Cette antenne dipôle résonne dans une bande de fréquence comprise entre 2,41 et 2,47 GHz comme l'illustre la Figure III.3b.

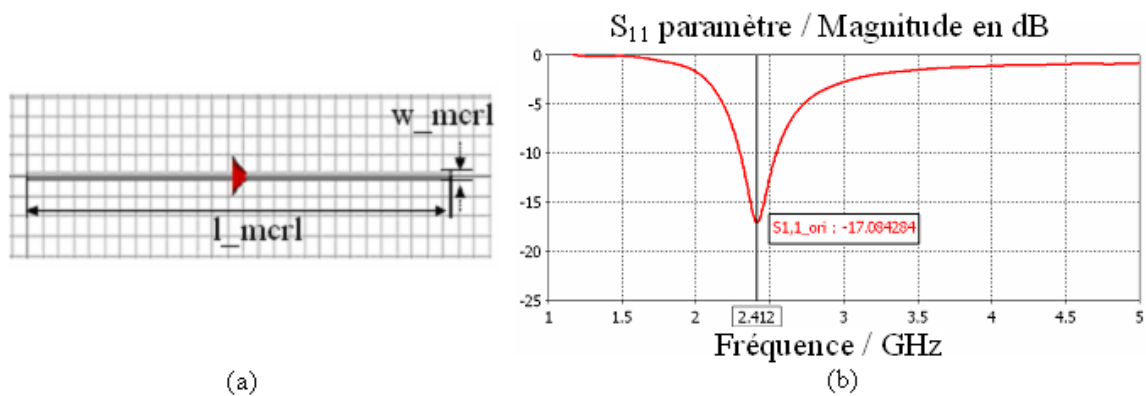


Figure III.3. Caractéristiques de l'antenne dipôle de deux lignes microruban :  
a) Représentation schématique de la géométrie ; b) Coefficient de réflexion  $S_{11}$

#### III.3.2.b. Diode PIN insérée au milieu de l'un des lignes de l'antenne dipôle

Afin de considérer l'impact d'une diode PIN dans l'antenne dipôle considérée, l'une des lignes est divisée en deux parties égales séparées par une diode PIN qui permet alors de les relier ou non, selon l'état de la diode. La Figure III.4 illustre la configuration présentée. Les cas d'étude suivants permettent d'illustrer le comportement du dipôle en fonction de l'état de la diode (ON ou OFF) et cela en considérant les trois modèles de diodes PIN présentés précédemment.

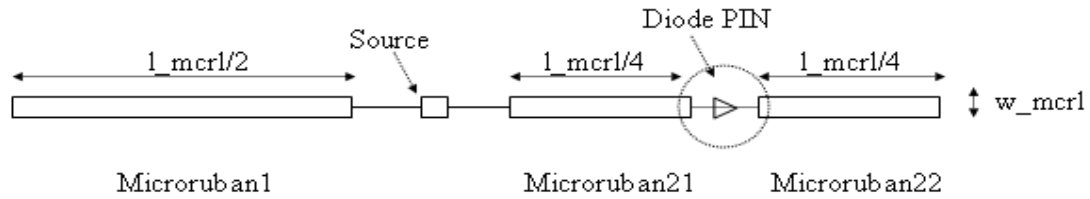


Figure III.4. Structure de l'antenne dipôle dont la longueur de l'une des lignes peut être modifiée à l'aide d'une diode PIN

**1<sup>er</sup> cas d'étude** : la diode PIN est modélisée par un plot métallique. La Figure III.5 présente le coefficient de réflexion  $S_{11}$  correspondant aux cas suivants : dipôle d'origine, dipôle asymétrique de longueur  $3/4 l_{mrc1}$ , dipôle avec diode à l'état passant (avec plot métallique), et dipôle avec diode à l'état bloquée (sans plot métallique).

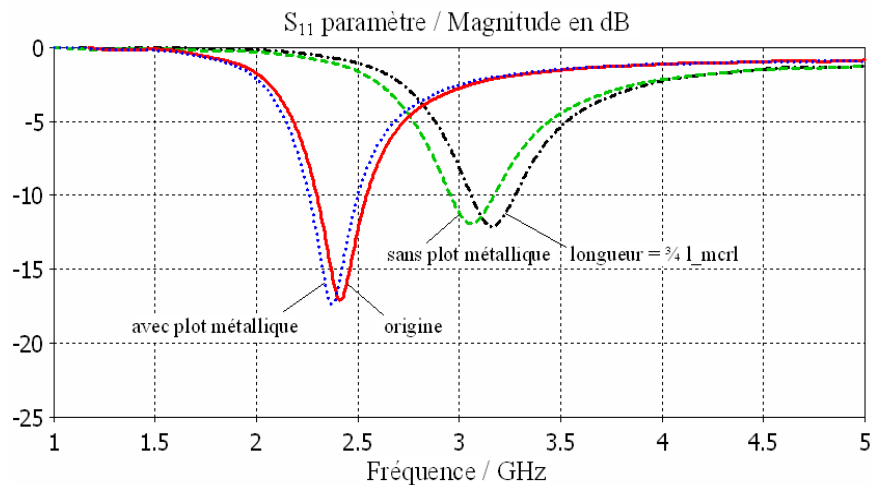


Figure III.5. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour le dipôle dans le cas où la diode PIN est modélisée par un plot métallique

Il peut être observé que lorsque la diode PIN est passante (les deux brins étant reliés par un plot métallique), la fréquence de résonance est égale à 2,37 GHz et se retrouve donc très légèrement décalée par rapport à la résonance du dipôle initial égale à 2,41 GHz. Ceci peut s'expliquer car les deux parties constituant le brin étant égales, le plot métallique rallonge légèrement le brin modifiant alors la symétrie du dipôle.

Lorsque la diode est éteinte, ce qui correspond à une antenne dipôle asymétrique (constituée d'un brin de longueur  $l_{mrc1}/2$  et d'un brin de longueur  $l_{mrc1}/4$ ), la résonance est moins importante et se retrouve à la fréquence 3,05 GHz. En comparant avec l'antenne sans le brin non relié, il y a une différence : la fréquence de résonance se retrouvant décalée à

3,15 GHz. Cette différence peut s'expliquer par l'effet de couplage entre les deux parties constituant le brin Microruban2.

**2<sup>ème</sup> cas d'étude** : la diode PIN est modélisée par un circuit RLC équivalent et les mêmes cas que précédemment sont considérés comme illustré par la Figure III.6.

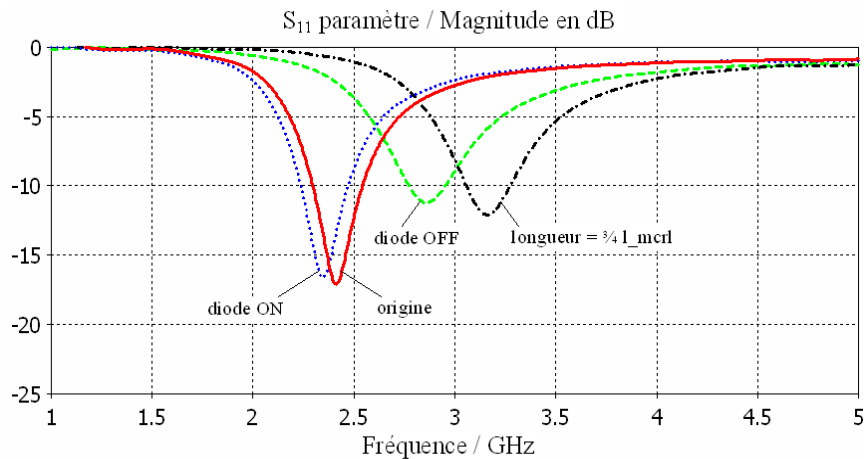


Figure III.6. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour le dipôle dans le cas où la diode PIN est modélisée par un circuit RLC équivalent

Les résultats obtenus sont semblables aux précédents. Lorsque la diode PIN est passante la fréquence de résonance devient égale à 2,36 GHz. Lorsque la diode est bloquée, il y a toujours une différence avec le cas de l'antenne asymétrique, et la fréquence de résonance est moins importante et égale à 2,86 GHz. Cette différence s'explique également par l'effet de couplage avec le brin non relié : avec ce modèle, entre les deux parties du brin Microruban 2 il existe une capacité ( $C = 0,08$  pF).

**3<sup>ème</sup> cas d'étude** : la diode PIN est modélisée en utilisant un commutateur commandé en tension. Le principe de la simulation par ce modèle est détaillé sur la Figure III.7.

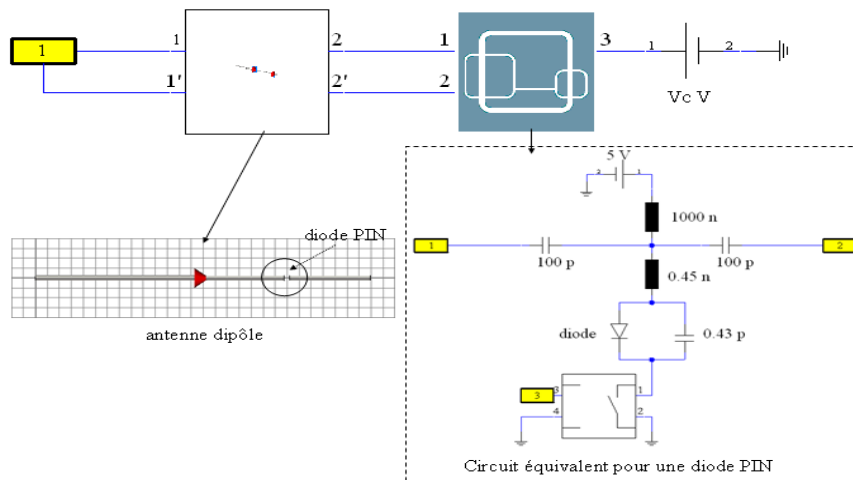


Figure III.7. Diode PIN modélisée par un commutateur commandé en tension

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est représenté par la Figure III.8, dans les trois cas considérés.

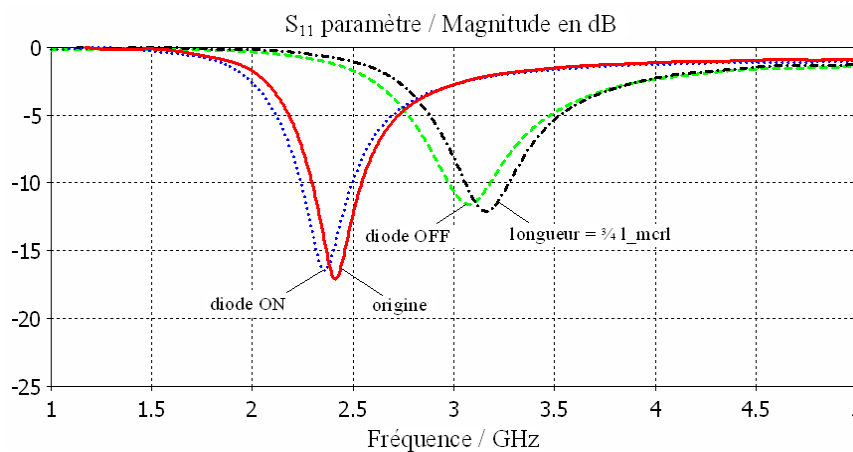


Figure III.8. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour le dipôle dans le cas où la diode PIN est modélisée par un commutateur commandé en tension

Avec ce modèle, les résultats restent semblables à ceux déjà obtenus avec les deux autres modèles. La diode PIN étant passante, la fréquence de résonance est égale à 2,37 GHz (même valeur que celle obtenue avec un plot métallique) et lorsqu'elle est bloquée, elle devient égale à 3,10 GHz avec une amplitude plus faible.

Ces simulations indiquent que les méthodes de modélisation de la diode PIN sont cohérentes et notamment que le modèle le plus basic donne des résultats conformes avec ceux du modèle plus complexe à commutateur commandé en tension.



Pour la suite des simulations, le modèle de la diode PIN le plus complet « commutateur commandé en tension » est utilisé.

### III.3.2.c. Effet de la largeur de la ligne

Pour compléter les études précédentes, l'effet de la largeur de la ligne est observé en supposant que la diode est à l'état ON. Le résultat est illustré par la Figure III.9. Avec les amplitudes de l'étude paramétrique envisagée, la largeur de la ligne ne modifie la fréquence de résonance que légèrement.

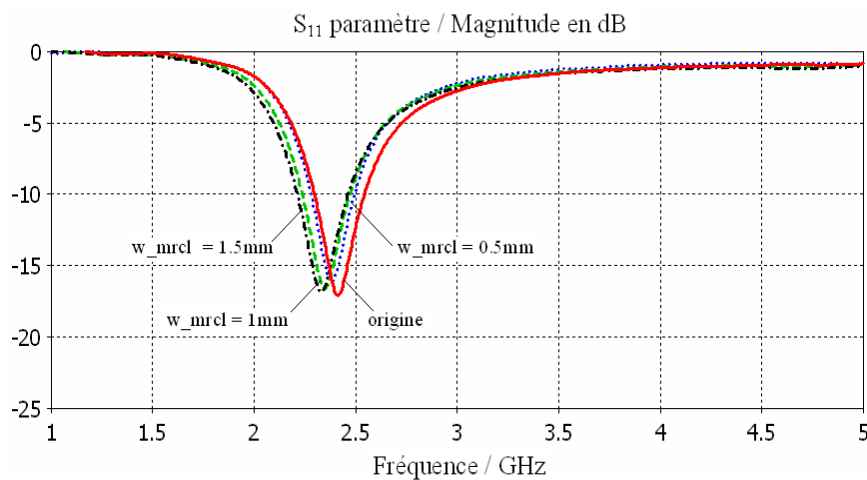


Figure III.9. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne quand la largeur de la ligne est modifiée

### III.3.3. Influence des diodes PIN dans une fente

La forte influence des dimensions et de la position d'une fente sur la fréquence de résonance d'une structure rayonnante a été décrite et étudiée largement dans la littérature [75, 86]. Dans cette partie, une antenne PIFA à patch rectangulaire est considérée avec pour objectif d'étudier l'influence d'une fente qui peut être modifiée par l'insertion d'une ou plusieurs diodes PIN. L'étude proposée se focalise sur les dimensions de la fente, le nombre et la position de la ou des diodes PIN insérées.

La Figure III.10a donne une illustration de la géométrie initiale de l'antenne considérée : antenne PIFA à patch rectangulaire sans fente et avec fente.

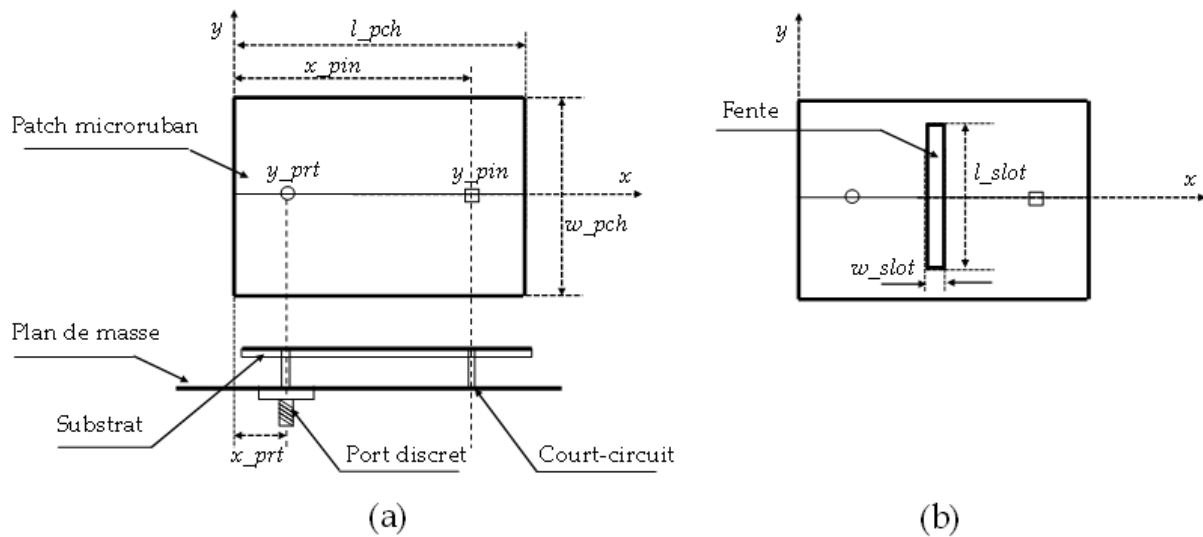


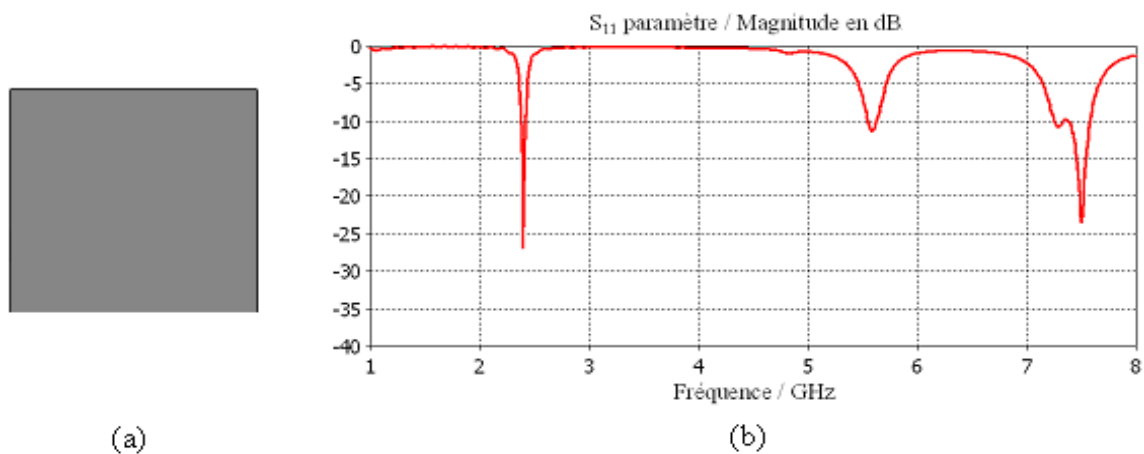
Figure III.10. Géométries initiale : a) Antenne PIFA ; b) Patch rectangulaire avec fente

Le Tableau III.1 précise les valeurs des différents paramètres.

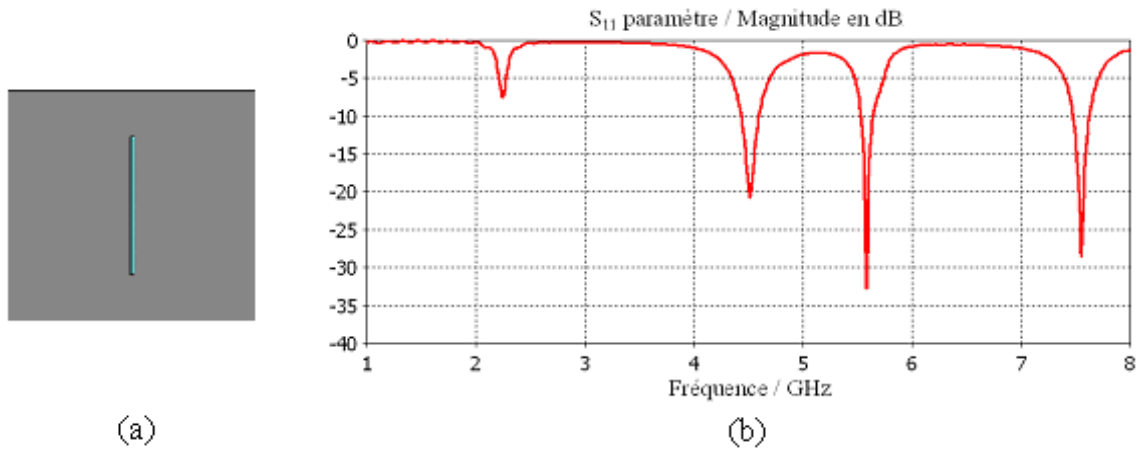
Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
$l_{pch}$	53,5	$y_{prt}$	0
$w_{pch}$	50	$x_{pin}$	30,75
$x_{prt}$	19,75	$y_{pin}$	0

Tableau III.1 Paramètres initiaux de l'antenne PIFA

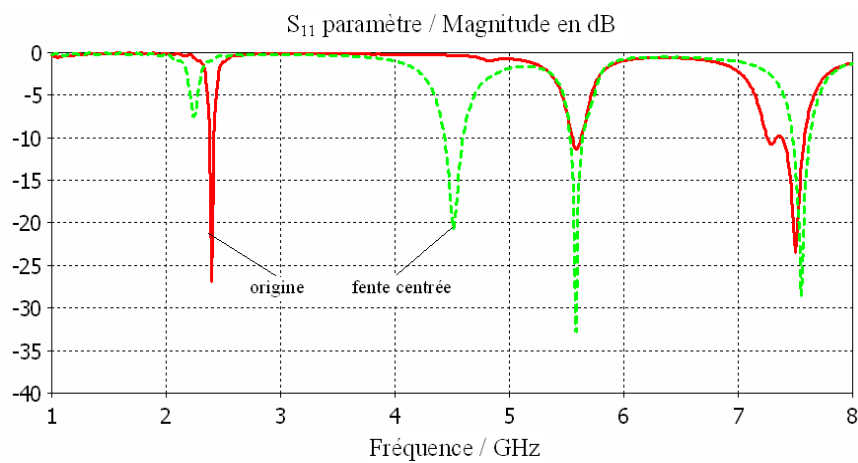
Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est représenté par la Figure III.11, L'antenne présente trois fréquences de résonance à 2,4 GHz, 5,65 GHz et 7,5 GHz.


 Figure III.11. a) Géométrie du patch ; b) Coefficient de réflexion  $S_{11}$  l'antenne PIFA à patch sans fente

Une fente rectangulaire avec dimension  $l_{slot} \times w_{slot}$  est insérée dans le patch (Figure III.10b), l'antenne à patch avec fente possède quatre fréquences de résonance à 2,24 GHz, 4,5 GHz, 5,65 GHz et 7,5 GHz (Figure III.12).



En comparant le coefficient de réflexion  $S_{11}$  obtenu dans les deux cas considérés (patch sans et avec fente) illustré par la Figure III.13, il faut noter que : les fréquences de résonances à 5,65 et 7,5 GHz sont présentes avec un très léger décalage pour la fréquence à 7,5 GHz ; la fréquence du patch sans fente à 2,4 GHz se retrouve translatée à 2,24 GHz ; et il apparaît une fréquence de résonance supplémentaire à 4,5 GHz.



Les distributions de courant correspondant à la fréquence 7,5 GHz sont représentées par la Figure III.14.

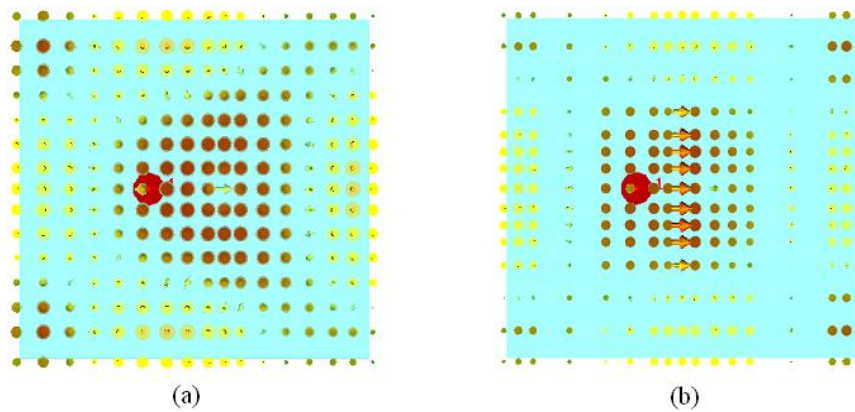


Figure III.14. Distributions de courant correspondant à la fréquence 7,5 GHz  
a) sans fente ; b) avec fente

### III.3.3.a. Etude selon les dimensions de la fente et présence d'une diode PIN au centre

**1<sup>er</sup> cas d'étude** : L'influence de la longueur de la fente sur la fréquence est considérée.

La Figure III.15 montre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour les valeurs suivantes de la longueur de la fente :  $l_{slot} = 30$  mm, 20 mm et 40 mm. La variation de la longueur de la fente se traduit par une généralisation du phénomène observé précédemment.

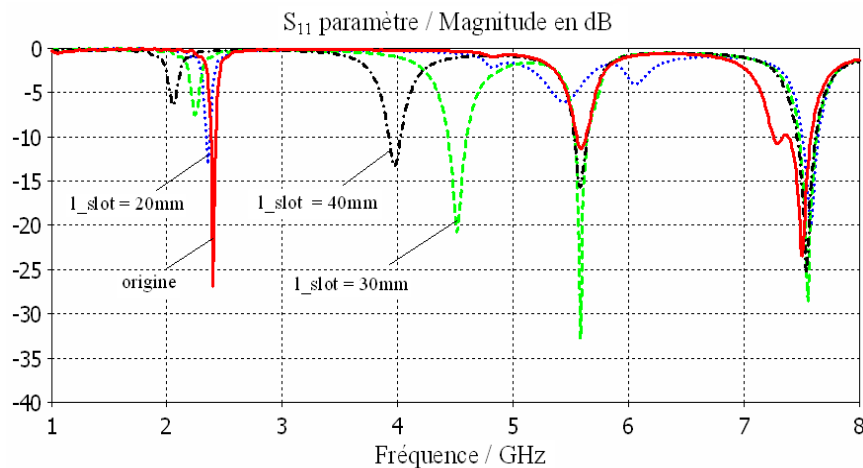


Figure III.15. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  dans le cas d'un patch rectangulaire à fente (sans diode PIN) pour les largeurs suivantes :  $l_{slot} = 30$  mm, 20 mm et 40 mm

Les deux fréquences de résonance à 5,65 et 7,5 GHz sont présentes. La fréquence à 2,4 GHz est d'autant décalée et moins résonante que la longueur de la fente augmente. Et de la même façon, la fréquence supplémentaire générée est inversement proportionnelle à la longueur de la fente.

Afin de modifier l'effet de la fente, l'idée est d'y placer une à plusieurs diodes PIN. La Figure III.16 montre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour les cas suivants : antenne d'origine (patch rectangulaire sans fente) comparée avec antenne avec patch à fente et diode à l'état passante, et antenne avec patch à fente (sans diode) et antenne avec patch à fente et diode à l'état bloqué.

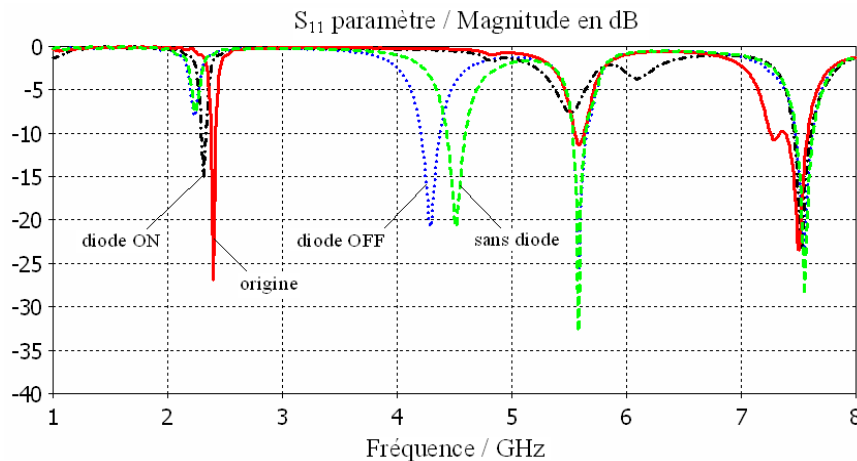


Figure III.16. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne dans les cas : origine; patch avec fente sans diode ; patch avec fente et diode à l'état bloquée ; patch avec fente et diode à l'état passant ( $l_{slot} = 30$  mm)

Il peut être noté qu'en partant d'un patch à fente à diode, il est possible de retrouver les comportements d'un patch sans fente et du patch avec fente selon l'état de la diode. Les différences observées sont dues à la présence de la diode et pourraient être anticipées lors d'une conception où la fréquence de résonance est spécifiée. Quand la diode à l'état ON permet de retrouver le fonctionnement du patch sans fente, tandis que la diode à l'état OFF modifie légèrement la fréquence de résonance générée par la fente en la décalant.

**2<sup>ème</sup> cas d'étude** : L'influence de la largeur de la fente sur la fréquence est considérée. La Figure III.17 montre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour les valeurs suivantes de la largeur de la fente :  $w_{slot} = 0,5$  mm, 1 mm et 1,5 mm.

La largeur de la fente influence également la fréquence générée par la fente ; elle est d'autant plus basse que la fente est peu large.

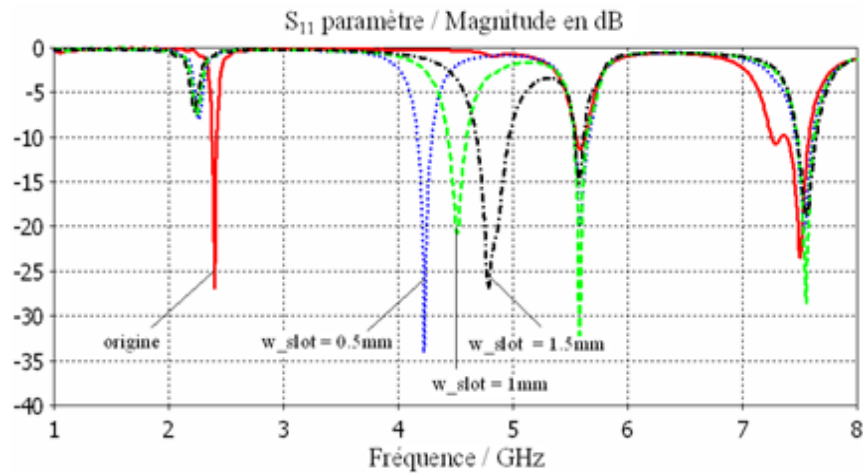


Figure III.17. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  dans le cas d'un patch rectangulaire à fente (sans diode PIN) pour les largeurs suivantes :  $w_{slot} = 0,5$  mm, 1 mm et 1,5 mm

Comme précédemment, l'influence sur le paramètre  $S_{11}$  de la présence d'une diode PIN au centre de la fente est illustrée par le Figure III.18 ( $w_{slot} = 1$  mm) dans les cas respectivement diode OFF et diode ON et comparée au cas sans diode (patch à fente vs. patch à fente et diode OFF ; patch sans fente vs. patch à fente et diode ON).

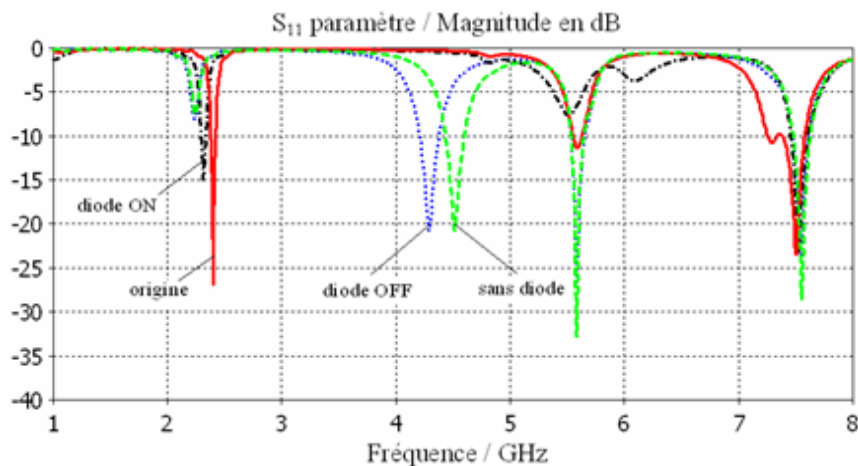


Figure III.18. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne dans les cas : origine (patch sans fente) ; patch avec fente sans diode ; patch avec fente et diode à l'état bloquée ; patch avec fente et diode à l'état passant ( $w_{slot} = 1$  mm)

Dans ce cas également, les résultats obtenus montrent que lorsque la diode est ON, il y a peu de différences avec le cas patch sans fente. La présence de la diode OFF entraîne une légère translation de la fréquence générée par rapport au cas avec fente et sans diode.

### III.3.3.b. Etude selon la position de la diode PIN

Pour cette étude, la fente considérée est celle de largeur 1 mm et de longueur 30 mm, et la position de la diode PIN est étudiée dans les trois cas suivants : diode centrée, diode décentrée et diode à une extrémité de la fente (Figure III.19).

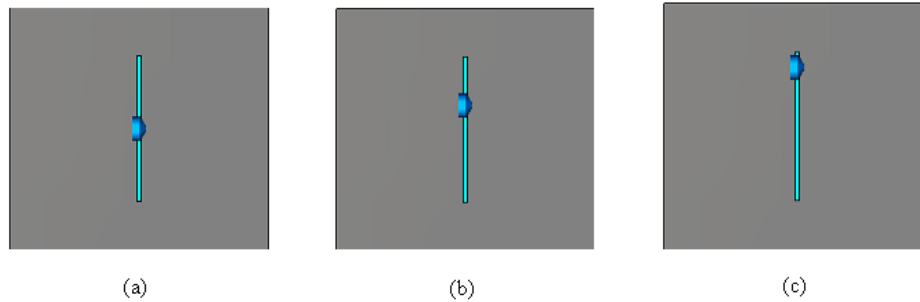


Figure III.19. Schéma de principe : patch rectangulaire à fente avec a) diode centrée ; b) diode décentrée ; c) diode à une extrémité

La Figure III.20 montre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  dans le cas l'état de la diode PIN est OFF.

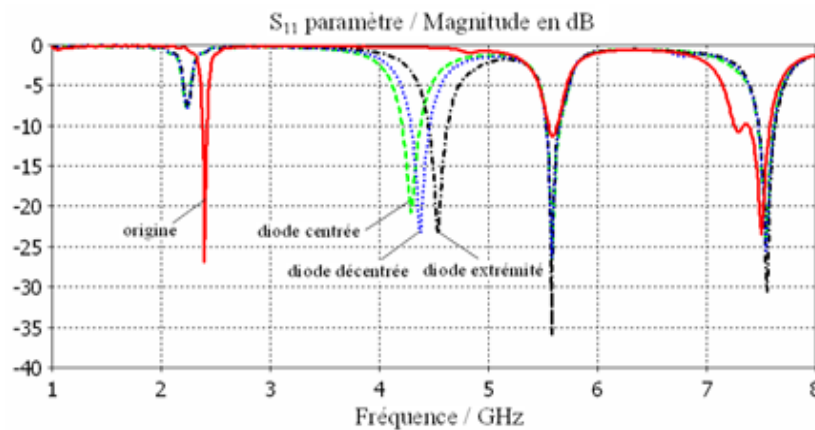


Figure III.20. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  selon la position de la diode à l'état OFF : a) diode centre; b) diode décentrée; c) diode à une extrémité

La Figure III.21 montre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  dans le cas l'état de la diode PIN est ON. En position OFF, la présence de la diode PIN quelle que soit sa position n'affecte que peu la fréquence de résonance de l'antenne, comme décrit précédemment. Par contre à l'état ON, sa position a une forte influence sur la distribution de courant, et en conséquence sur la fréquence de résonance (Figure III.22).

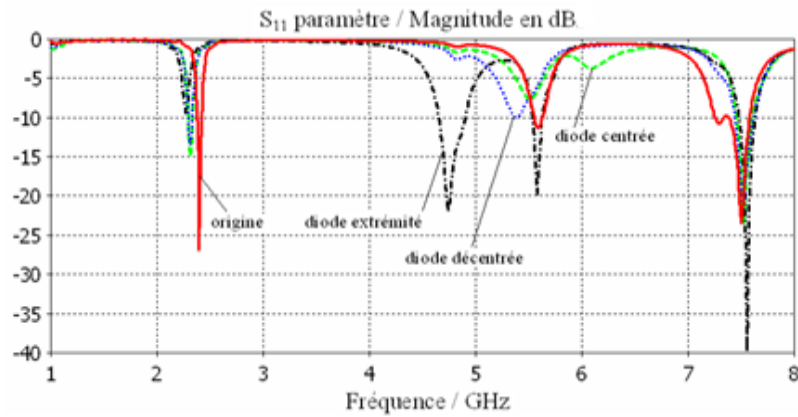


Figure III.21. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  selon la position de la diode à l'état ON : a) diode centre; b) diode décentrée; c) diode à une extrémité

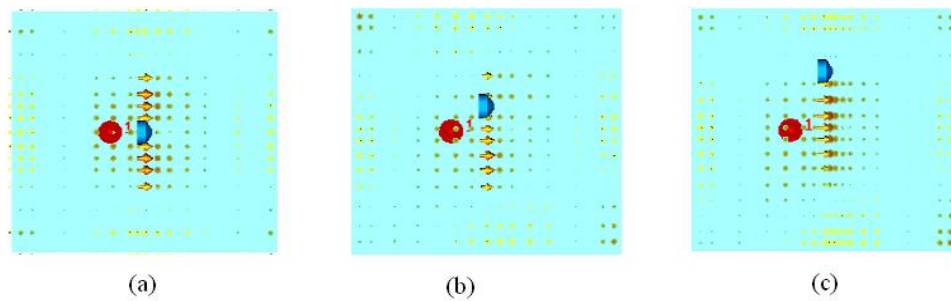


Figure III.22. Distributions de courant correspondante à la fréquence 7,5 GHz: a) diode centrée ; b) diode décentrée ; c) diode à une extrémité

### III.3.3.c. Etude selon le nombre de diodes PIN utilisées

Toujours en considérant le patch avec fente de largeur 1 mm et de longueur 30 mm, l'influence du nombre de diodes PIN insérées dans la fente est étudiée. Trois cas sont envisagés intégrant de une à trois diodes de façon symétrique comme illustré par la Figure III.23.

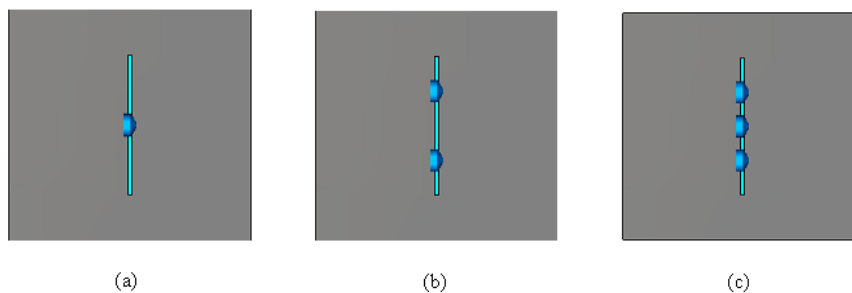


Figure III.23. Schéma de principe : patch rectangulaire à fente avec a) une diode centrée ; b) deux diodes ; c) trois diodes



Les Figure III.24 et Figure III.25 montrent le coefficient de réflexion  $S_{11}$  dans les trois cas considérés dans les cas où l'état de la diode PIN est OFF puis ON.

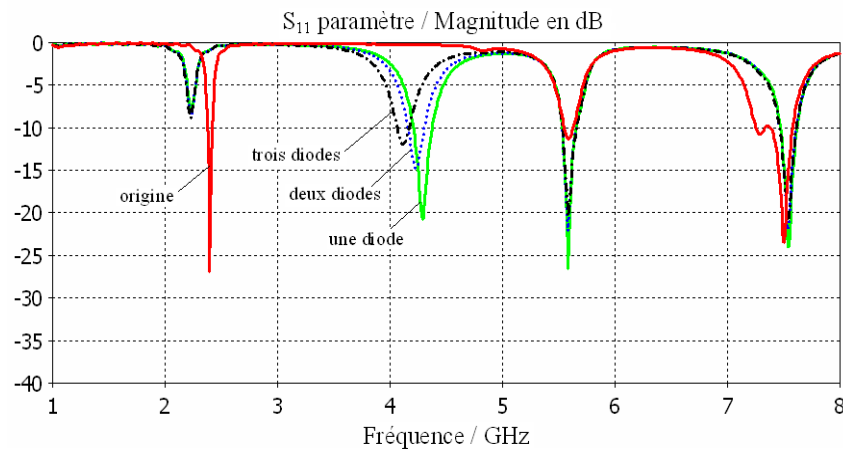


Figure III.24. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  avec patch à fente intégrant 1 à 3 diodes PIN à l'état OFF

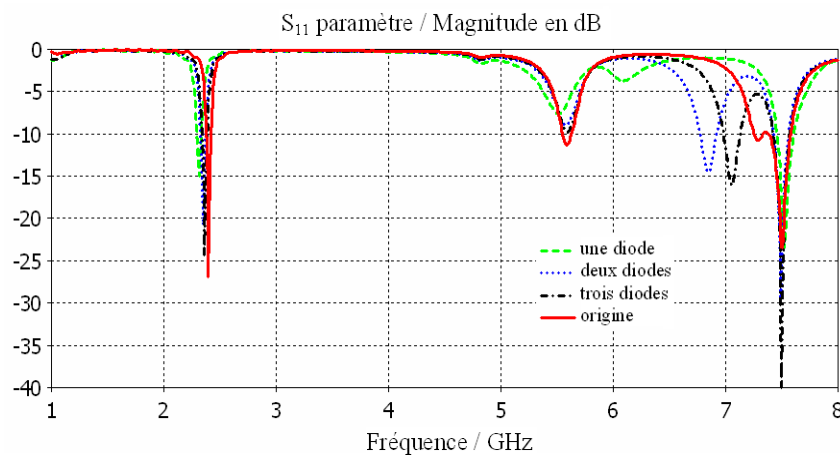


Figure III.25. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  avec patch à fente intégrant 1 à 3 diodes PIN à l'état ON

Dans le cas où les diodes sont à l'état OFF, ces résultats montrent que la présence d'une ou plusieurs diodes PIN ne modifie que faiblement la structure rayonnante initiale. Dans le cas où les diodes sont à l'état ON, le cas à une diode correspond au meilleur comportement en comparaison avec le patch sans fente. Les deux autres cas envisagés font apparaître une fréquence de résonance supplémentaire.

### III.3.4. Bilan

Dans cette partie, des méthodes de modélisation pour simuler les diodes PIN ont été étudiées et l'influence d'une ou plusieurs diodes PIN dans la structure rayonnante d'une antenne a été illustrée. Il est intéressant de retenir que l'effet des diodes PIN reste assez faible. A l'état passant, si les conditions de symétrie sont respectées par la position de la diode PIN, alors la distribution de courant est assez peu modifiée et les fréquences de résonance observées dans les cas d'études envisagés sont celles attendues (cas idéaux dans lesquels les éléments sont reliés). A l'état bloqué, la présence de la diode PIN modifie légèrement les propriétés de rayonnement car les éléments non reliés restent en regard et sont donc couplés les uns par rapport aux autres, et l'isolation n'est pas parfaite.

Dans les deux paragraphes qui suivent, deux nouvelles antennes PIFA reconfigurables basées sur la commutation de diodes PIN sont présentées de la phase de conception à leur caractérisation expérimentale.

## III.4. Antenne PIFA reconfigurable à formes élémentaires

### III.4.1. Structure et configuration de l'antenne PIFA proposée

La Figure III.26 montre la structure complète de l'antenne RPIFA proposée. La configuration initiale est composée de plusieurs patches triangulaires et d'un patch rectangulaire principal.

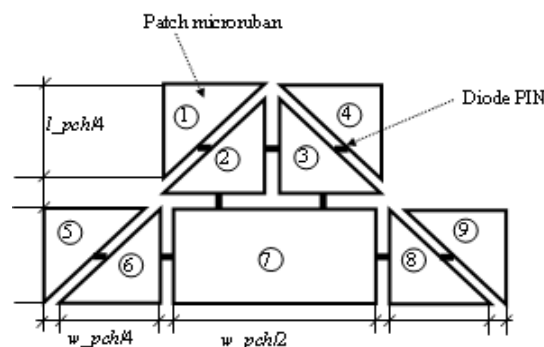


Figure III.26. Antenne RPIFA à formes élémentaires

Sept configurations différentes sont considérées selon les patches élémentaires qui sont connectés au patch principal. La dénomination du patch (reconfigurable) de l'antenne pour chacune de ces associations est la suivante (avec entre parenthèses le numéro du ou des patches élémentaires reliés) : patch « Triangle » (2, 3, 6, 7, 8), patch « Rectangle1 » (7), patch « Rectangle2 » (5, 6, 7, 8, 9), patch « Carré » (1, 2, 3, 4, 7), patch « Cône » (6, 7, 8), patch « Maison » (2, 3, 7) et patch « Pleine forme » (1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9).

Par exemple, le patch « Triangle » est illustré par la Figure III.27a. L'idée générale de la géométrie proposée est donc de modifier la structure du patch via des commutateurs reliant ou non les différents patches élémentaires (les triangles) au patch principal.

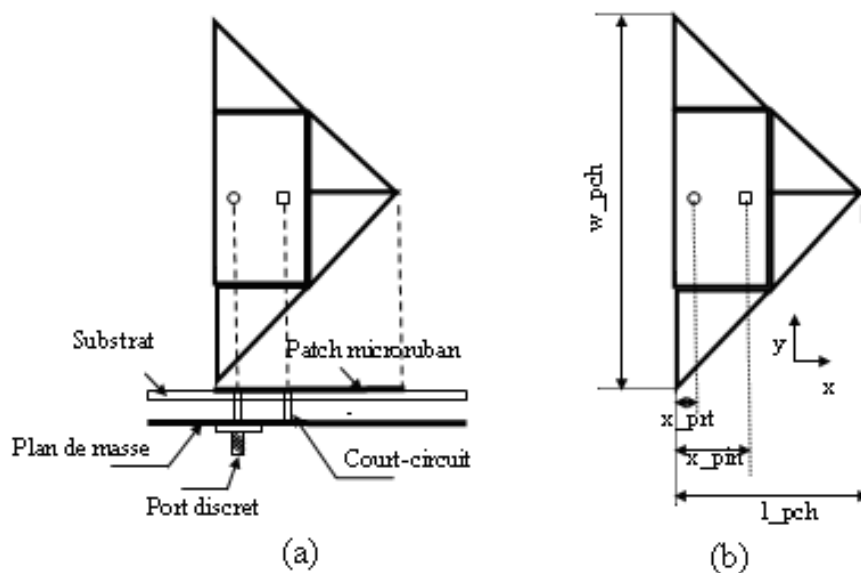
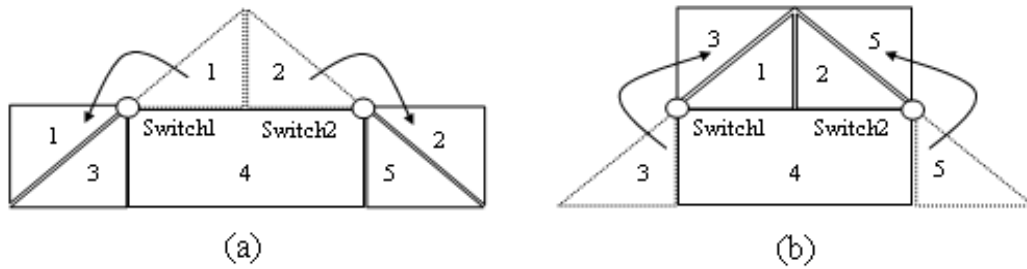


Figure III.27. Géométrie de l'antenne RPIFA à patch « Triangle »

La Figure III.28 montre comment le changement de forme du patch s'effectue : dans les cas illustrés, par exemple, la forme triangulaire devient rectangulaire lors de la commutation ; et de façon similaire, le passage de la forme triangulaire à une forme carrée.

Figure III.28. Changement de géométrie a) Triangle  $\rightarrow$  Rectangle ; b) Triangle  $\rightarrow$  Carré

### III.4.2. Conception par simulation et optimisation

Les paramètres géométriques de l'antenne initiale sont définis de la façon suivante. Le plan de masse a les dimensions :  $l_{grd} \times w_{grd} \times h_{grd}$  mm<sup>3</sup>. Le substrat diélectrique présente les dimensions suivantes :  $l_{sub} \times w_{sub} \times h_{sub}$  mm<sup>3</sup>. L'épaisseur de la couche d'air entre le patch et le plan de masse est :  $h_{air}$ . L'antenne est alimentée par un port discret (c'est-à-dire une sonde coaxiale), localisée en  $x_{prt}$  et  $y_{prt}$  sur le plan de masse. La broche de court-circuit connectant le patch et le plan de masse, se situe sur le diélectrique aux coordonnées  $x_{pin}$  et  $y_{pin}$ . La Figure III.27b illustre la configuration de l'antenne (à patch Triangle) et définit ces quatre derniers paramètres.

Le Tableau III.2 donne les valeurs numériques initiales des différents paramètres géométriques caractérisant l'antenne.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
$l_{grd}$	40	$h_{air}$	3,0
$w_{grd}$	40	$x_{prt}$	2
$l_{sub}$	40	$y_{prt}$	0
$w_{sub}$	20	$x_{pin}$	4
$l_{pch}$	2×4	$y_{pin}$	0
$W_{pch}$	4×4		

Tableau III.2 Valeurs des paramètres de la configuration initiale

L'antenne en forme de triangle (représentée sur la Figure III.29) est simulée avec les dimensions données par le Tableau III.2. Son coefficient de réflexion est présenté par la Figure III.30 et fait apparaître deux résonances, qui sont assez peu prononcées, aux fréquences 2,1 et 4,3 GHz.

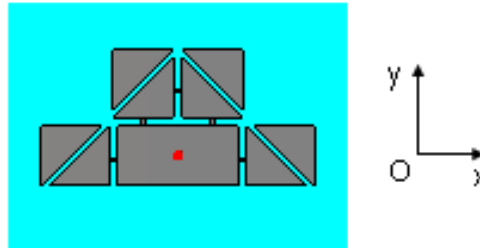


Figure III.29. Schéma CST de l'antenne PIFA en forme de "Triangle"

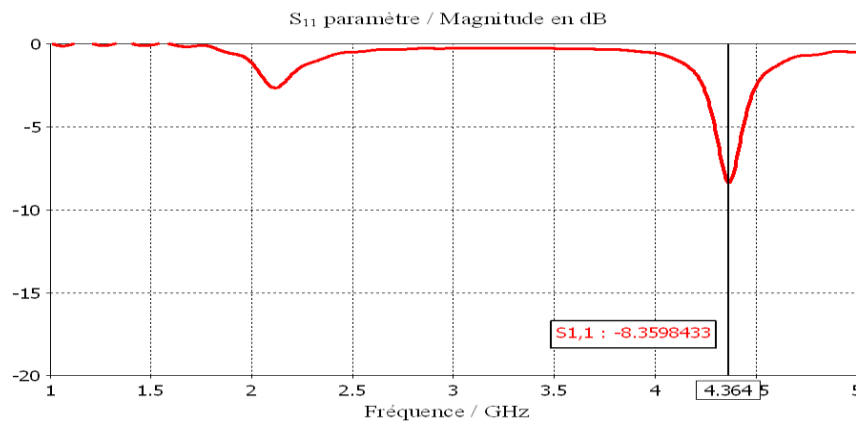


Figure III.30. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne PIFA en forme de "Triangle" avant optimisation

Avec comme objectif de concevoir une antenne opérant à la fréquence 2,4 GHz (standard IEEE 802.11b/g), les configurations patch "Triangle" et patch "Rectangle2" sont choisies pour la phase d'optimisation. Pour cela, les individus suivants sont considérés : la longueur du microruban est représentée par une chaîne binaire de 13 bits (la longueur maximale du patch étant fixée à 40 mm) ; la largeur du microruban est codé par une chaîne binaire de 8 bits ; les positions du port et broche de court-circuit sont représentées par une chaîne binaire de 8 bits. La fonction de coût est définie telle que :

$$2,41 \text{ GHz} < f < 2,47 \text{ GHz}$$

$$S = \min(S_{11})$$

Pour alléger le processus, 256 chromosomes (configurations) initiaux ont été choisis. Ils permettent de créer 128 parents (paires). Un croisement uniforme est ensuite réalisé (8 bits pour la longueur de chaîne la plus petite) et 75% des parents potentiels sont retenus. Après 15 générations, le résultat souhaité est obtenu. Le taux de la mutation admissible est compris entre 0 à 0,9%. Avec une chaîne binaire de 37 bits, ce taux a été choisi égal à 0,1% (la mutation est réalisée pour des générations où le nombre des parents retenus n'est pas un

multiple de quatre). L'optimisation par algorithme génétique conduit aux valeurs suivantes (Tableau III.3) pour les différents paramètres.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
$l_{grd}$	40	$h_{air}$	3,0
$w_{grd}$	40	$x_{prt}$	2.25
$l_{sub}$	40	$y_{prt}$	0
$w_{sub}$	20	$x_{pin}$	4.05
$l_{pch}$	2×7	$y_{pin}$	0
$w_{pch}$	4×7		

Tableau III.3 Valeurs des paramètres de la configuration optimisée

La Figure III.31 montre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  obtenu pour l'antenne à patch "Triangle". Le résultat obtenu prouve que l'optimisation conduit au résultat souhaité avec une résonance de l'antenne à la fréquence 2,42 GHz avec une bande passante égale à 49,15 MHz.

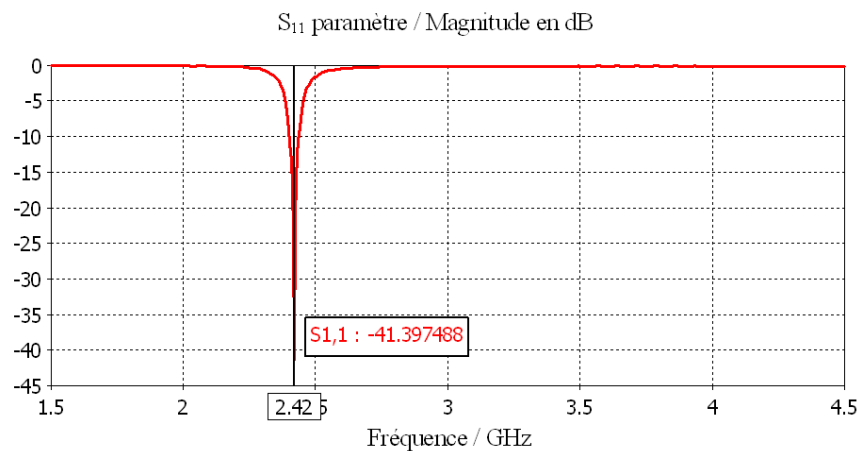


Figure III.31. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne PIFA en forme de "Triangle" après optimisation

Le diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne à patch "Triangle" est illustré par la Figure III.32.

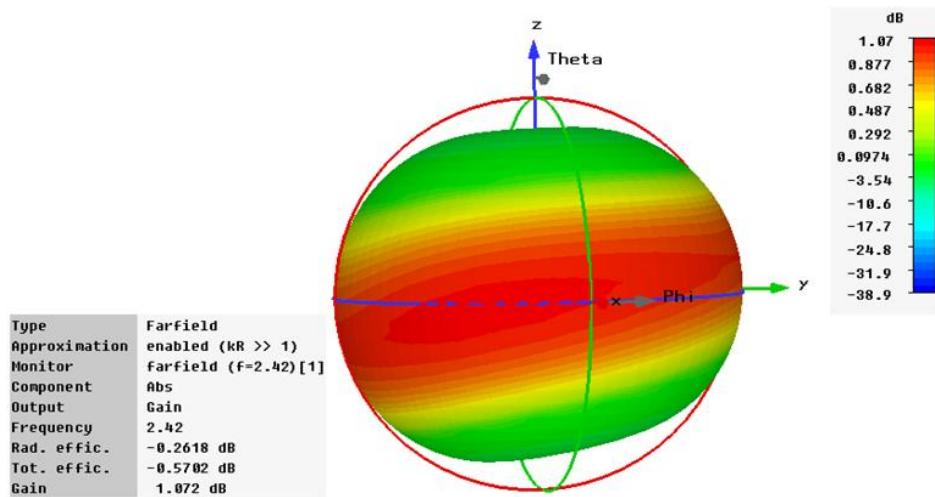


Figure III.32. Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne à patch "Triangle" à la fréquence 2,42GHz

La Figure III.33 montre le diagramme de rayonnement de cette antenne dans le plan yOz. Le diagramme de rayonnement de cette antenne s'apparente à celui d'un dipôle et est quasi-omnidirectionnel.

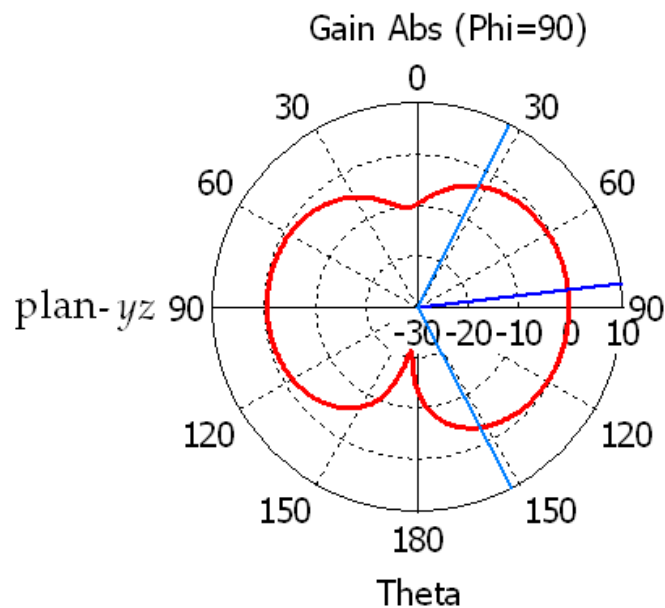
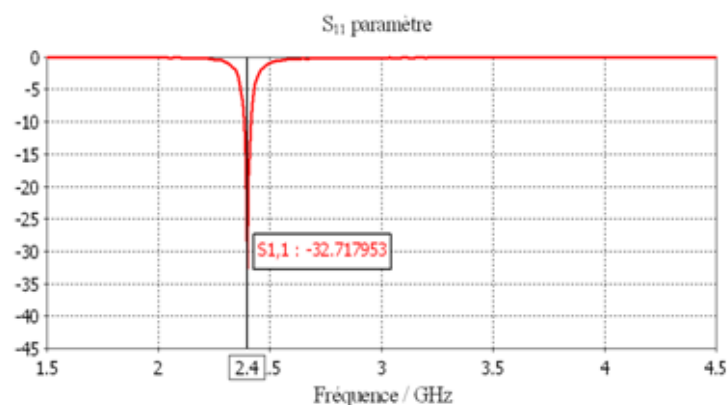
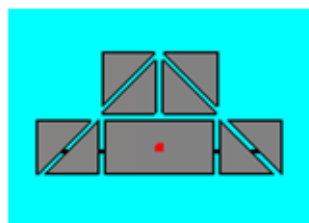
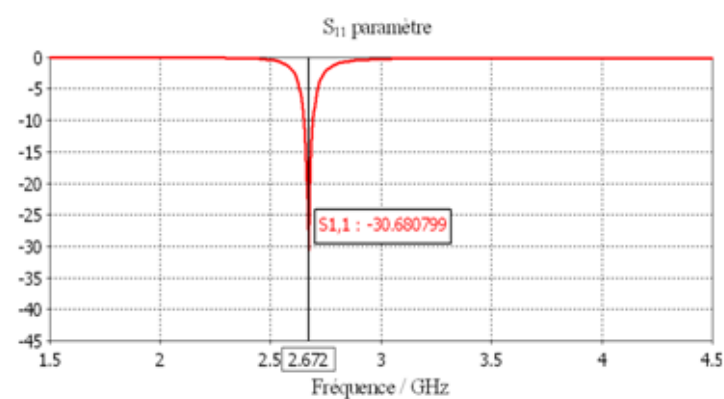
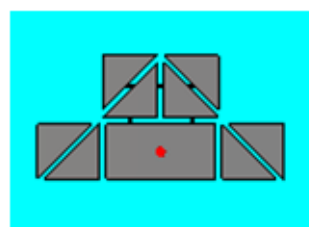


Figure III.33. Diagramme de rayonnement dans le plan yOz de l'antenne à patch "Triangle" à la fréquence 2,42GHz

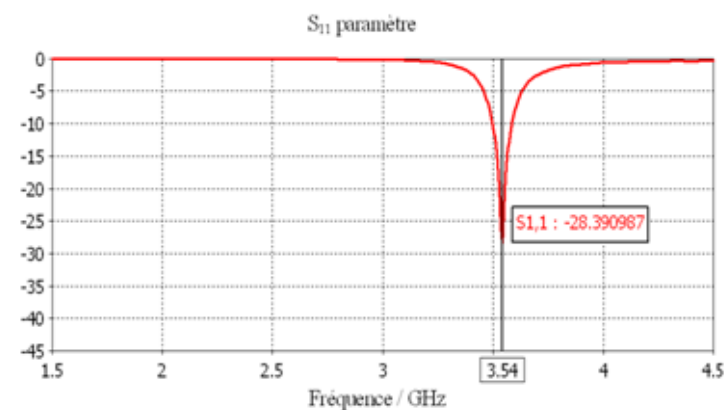
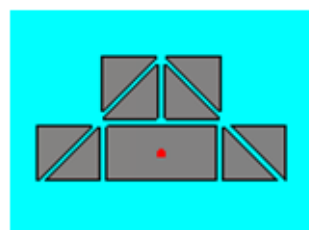
La Figure III.34 présente les caractéristiques du coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour les différentes structures envisagées. Le Tableau III.5 synthétise ces résultats de simulation et est présentée un peu plus tard afin de comparer simulation et mesure.



Antenne PIFA en forme de 'Rectangle2'; Paramètre  $S_{11}$

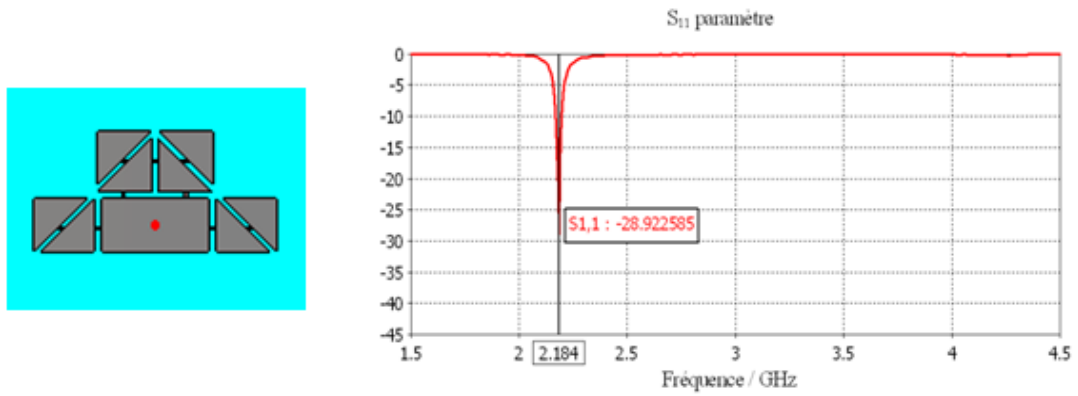


Antenne PIFA en forme de 'Carré'; Paramètre  $S_{11}$

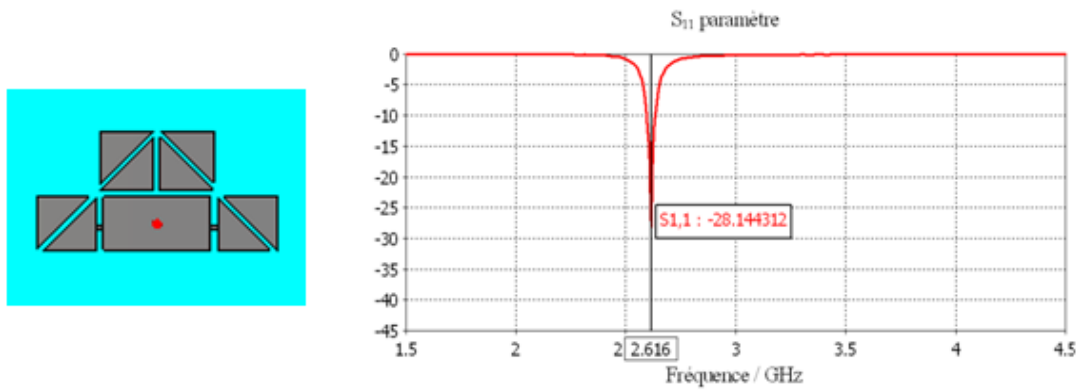


Antenne PIFA en forme de 'Rectangle1'; Paramètre  $S_{11}$

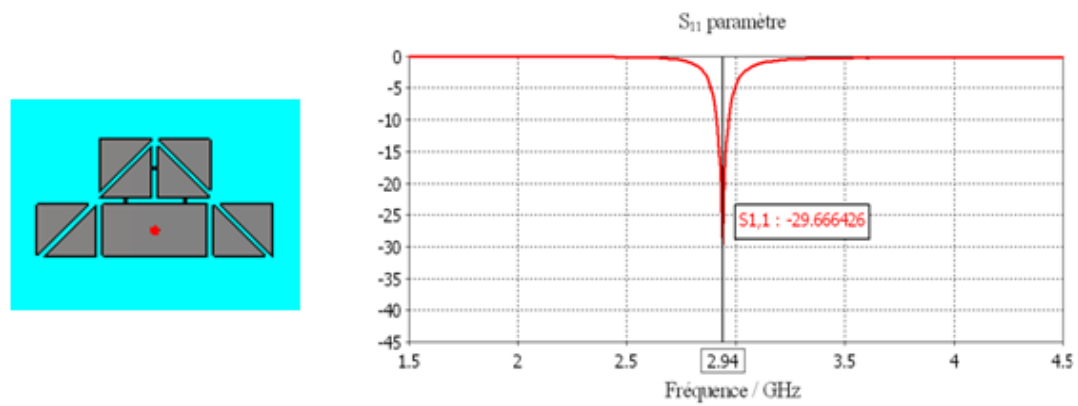




Antenne PIFA en forme de 'Pleine forme'; Paramètre  $S_{11}$



Antenne PIFA en forme de 'Cône'; Paramètre  $S_{11}$



Antenne PIFA en forme de 'Maison'; Paramètre  $S_{11}$

Figure III.34. Différentes configurations et coefficient de réflexion associé

La bande de fréquence obtenue pour cette antenne s'étend donc de 2 à 3,5 GHz.

Les diagrammes de rayonnement dans le plan  $yOz$  de l'antenne PIFA pour ces différentes configurations sont présentées par la Figure III.35.

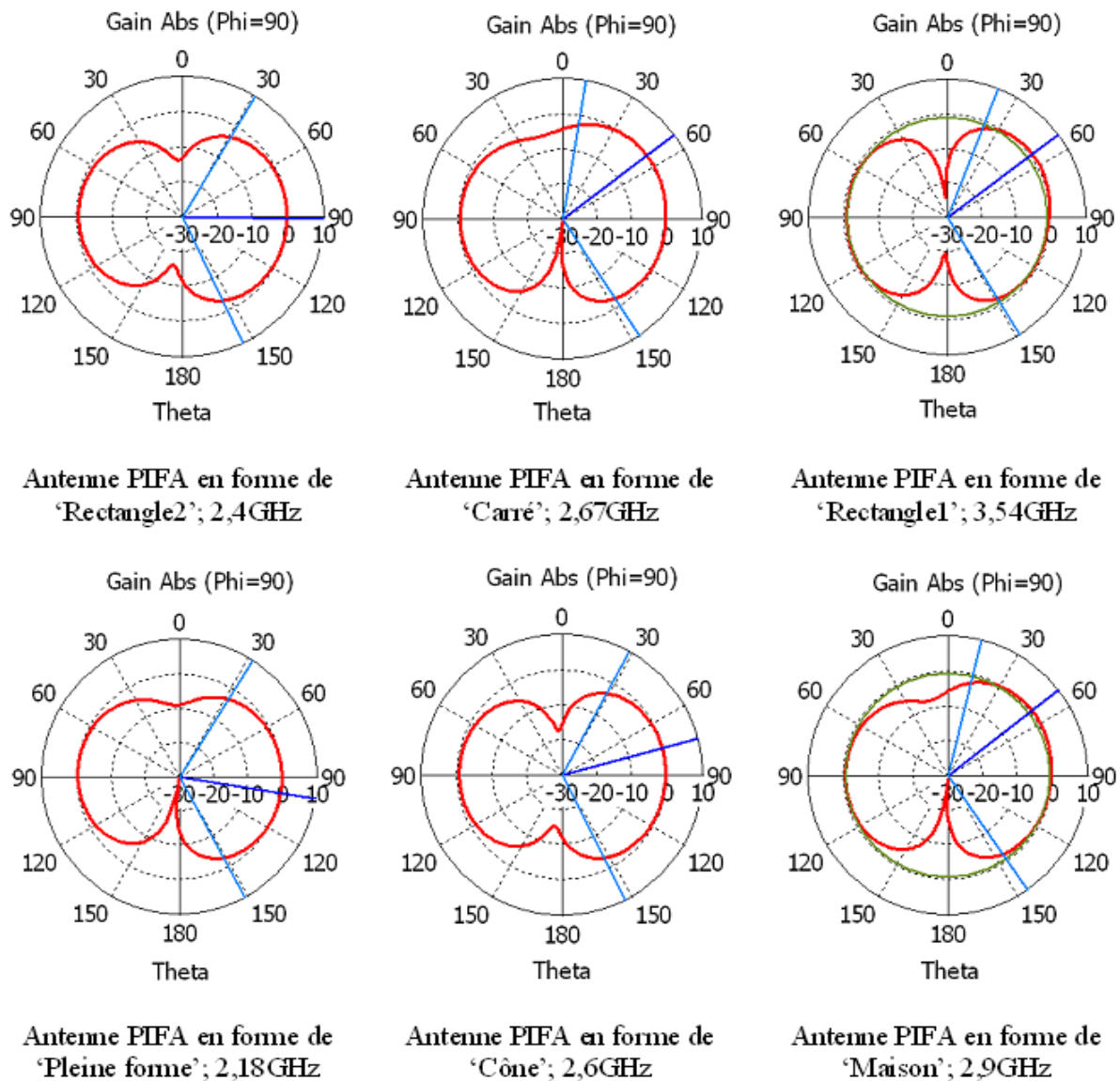


Figure III.35. Diagramme de rayonnement dans le plan yOz pour chacune des configurations de l'antenne RPIFA

Les propriétés de rayonnement déduites des diagrammes de rayonnement sont synthétisées dans le Tableau III.4 pour chacune des configurations.

Les diagrammes de rayonnement obtenus pour les neuf configurations envisagées sont quasi-omnidirectionnels. Plus particulièrement, les diagrammes des antennes avec patch en forme de « rectangle 1 » à 3,54 GHz, « rectangle 2 » à 2,4 GHz et « cône » à 2,6 GHz sont quasi-identiques et proches de celui d'un dipôle.

Forme du patch	Direction du lobe principal (degré)	Gain (dBi)	Largeur angulaire (définie à - 3dB)
Triangle	83	1,1	126,0
Rectangle2	91	1,4	123,8
Carré	26	1,1	79,0
Rectangle1	53	1,0	126,8
Pleine forme	99	1,6	119,6
Cône	75	1,6	124,7
Maison	52	1,4	131,6

Tableau III.4 Propriétés de rayonnement pour chaque configuration l'antenne RPIFA

### III.4.3. Résultats de mesure

Afin de vérifier « rapidement » les performances des structures ainsi obtenues en pratique, les différentes configurations de l'antenne sont fabriquées en remplaçant les diodes PIN par un élément de métal, modèle élémentaire qui a été présenté précédemment. La Figure III.36 montre une photographie de l'un des prototypes réalisés, et plus précisément correspondant au cas où toutes les diodes sont passantes. Dans le chapitre 4, lorsque l'antenne reconfigurable sera pilotée par un microcontrôleur, des diodes PIN réelles seront insérées et permettront alors un contrôle actif de la reconfiguration.

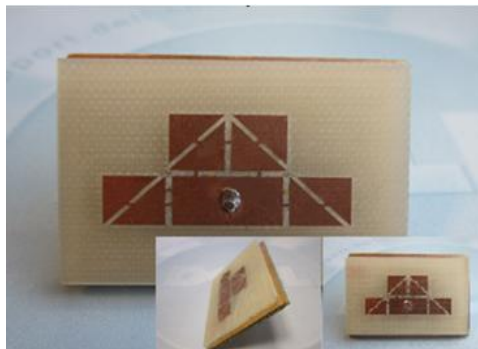


Figure III.36. Photographie de l'antenne PIFA reconfigurable à patches élémentaires

La Figure III.37 présente le coefficient de réflexion mesuré pour les différentes configurations envisagées.

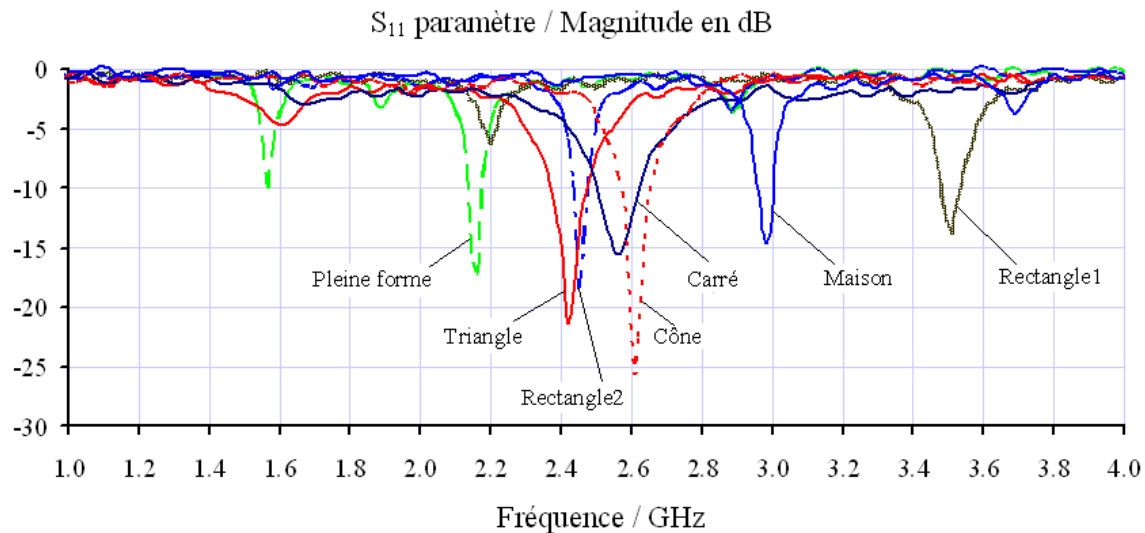


Figure III.37. Coefficient de réflexion mesuré pour les différentes configurations de l'antenne RPIFA à patches élémentaires

Le Tableau III.5 présente les fréquences de résonance et la bande passante associée pour chacune des configurations de l'antenne RPIFA à patches élémentaires en comparant résultats de simulation et mesures.

Forme du patch	Fréquence de résonance (GHz)		Bande passante (MHz)	
	Simulations	Mesures	Simulations	Mesures
Triangle	2,42	2,42	45,85	105,05
Rectangle2	2,40	2,45	41,15	50,15
Carré	2,67	2,57	48,55	121,80
Rectangle1	3,54	3,51	85,25	51,05
Pleine forme	2,18	2,16	21,95	32,95
Cône	2,61	2,61	49,15	70,65
Maison	2,90	2,93	44,35	54,70

Tableau III.5 Fréquences de résonance pour chacune des configurations de l'antenne RPIFA à patches élémentaires et bande passante associée

Les résultats de mesure sont en accord avec les simulations et valident la méthode de conception utilisée via une phase d'optimisation par algorithme génétique.

#### III.4.4. Conclusion

La conception d'une antenne RPIFA a été présentée. Cette antenne permet de régler de façon discrète la fréquence de résonance sur une bande large de fréquences s'étendant de 2 à 3,5 GHz. Elle couvre notamment trois bandes occupées par des standards des réseaux sans

fil : le Bluetooth (2,41 - 2,5 GHz) avec les configurations « Triangle », « Rectangle2 », « Square » ; le Wideband Code Division Multiple Access - WCDMA (1,92 - 2,18 GHz) avec la configuration « Pleine forme » et le m-WiMAX (3,4 - 3,6GHz) avec la configuration « Rectangle1 ».

### III.5. Antenne PIFA reconfigurable en forme de 8

#### III.5.1. Structure proposée

L'antenne proposée dans cette partie est également une antenne reconfigurable PIFA dont la géométrie du patch vient de l'idée suivante. A partir d'un patch rectangulaire (Figure III.38a), des fentes sont ajoutées et des diodes PIN permettent de modifier la structure rayonnante en changeant leur longueur. Ainsi la combinaison de deux fentes (Figure III.38b) associées à deux diodes PIN permet d'obtenir une antenne présentant quatre configurations possibles. En passant à quatre fentes (Figure III.38c) et quatre diodes PIN, l'antenne obtenue présente seize configurations.

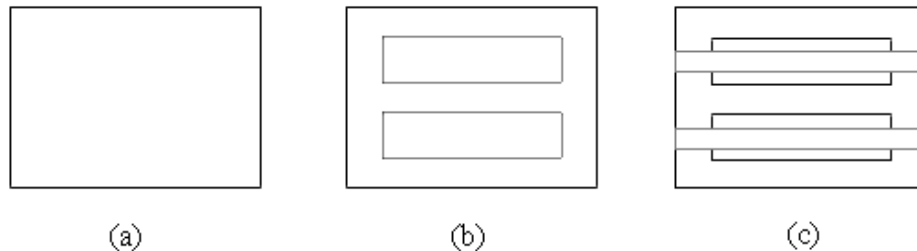


Figure III.38. Géométrie d'un patch microruban d'une antenne PIFA

En conséquence, avec pour objectif d'obtenir une antenne reconfigurable en fréquence vérifiant les spécifications données énoncées dans le paragraphe III.1.3, l'antenne PIFA suivante est proposée.

Elle est constituée d'un patch en forme de « 8 » et munie de quatre diodes PIN permettant d'obtenir 10 états différents de la structure du patch. La Figure III.39 donne une illustration de cette nouvelle structure qui va être étudiée en détail.

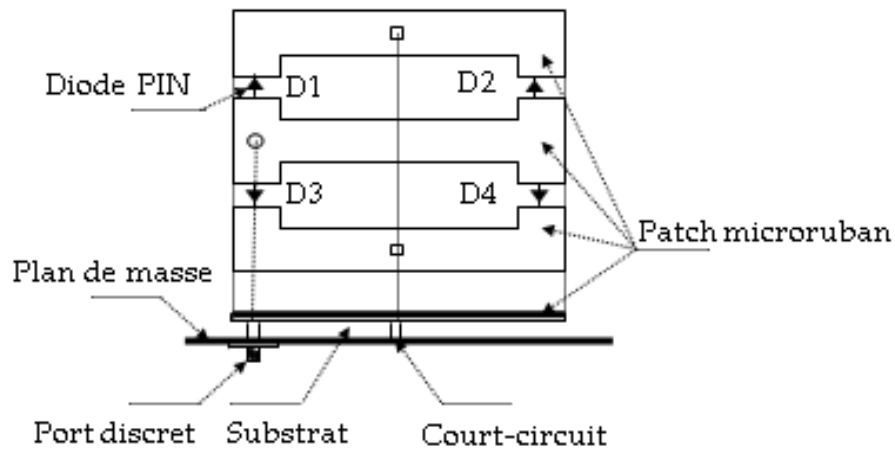


Figure III.39. Architecture de l'antenne reconfigurable PIFA en forme de "8"

Quand aucune diode n'est connectée, le patch microbande présente une forme principale en "I" comme illustrée par la Figure III.40. Les différents états seront décrits, comme ici, à partir de la forme de l'élément rayonnant qui est alimenté (connexions comprises lorsque les diodes placées sont passantes).

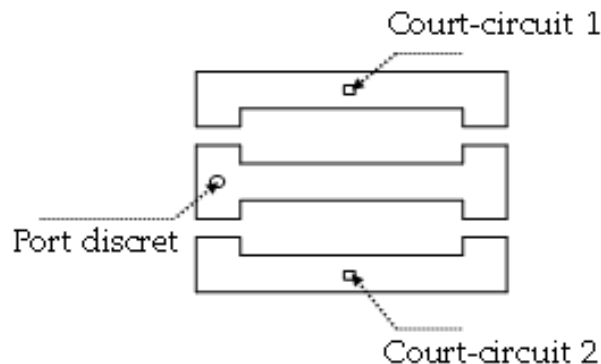


Figure III.40. Patch microbande en forme de "I"

Par exemple, quand les diodes PIN 1 et 3 sont connectées, le patch microbande a une forme en "E", comme présenté par la Figure III.41.

De la même façon lorsque les diodes 1 et 4 sont passantes, la forme du patch obtenue est un "S" et ainsi de suite. Le Tableau III.6 donne le statut de la forme du patch de l'antenne selon la présence ou non des diodes PIN. Il faut remarquer que si seize états sont possibles avec la configuration donnée, du fait des symétries, six d'entre eux ne sont pas à distinguer : par exemple l'état correspondant à la diode PIN 1 passante est semblable à celui où la diode PIN 3 est passante.

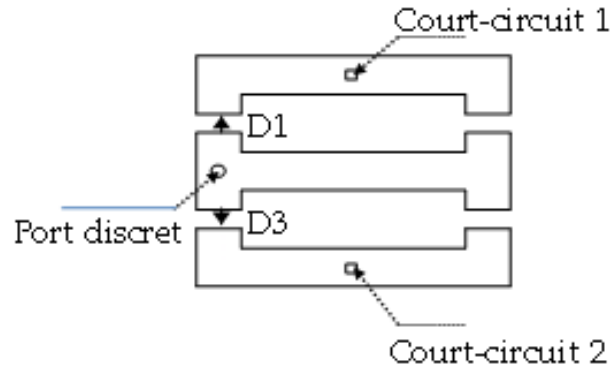


Figure III.41. Patch microbande en forme de "E"

D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>4</sub>	Forme du patch
0	0	0	0	I
0	0	0	1	U
0	0	1	0	Π
0	0	1	1	O
0	1	0	1	W
1	0	0	1	S
1	0	1	0	E
1	0	1	1	6
1	1	0	1	9
1	1	1	1	8
D <sub>i</sub> = 0 : état "OFF", D <sub>i</sub> = 1 : état "ON" ; I = 1, ..., 4				

Tableau III.6 Différentes configurations possibles selon l'état passant ou bloqué des diodes

### III.5.2. Simulation et phase d'optimisation

Les paramètres et les caractéristiques géométriques de l'antenne sont illustrés par la Figure III.42. Le patch microruban est caractérisé par les trois paramètres principaux suivants :  $l_{pch} \times w_{pch} \times h_{pch}$ . Les parties constituant le patch sont séparées par des fentes placées de façon symétrique dans la structure. La géométrie et les dimensions de la structure de l'antenne proposée sont illustrées par la Figure III.42. Le substrat présente les dimensions suivantes :  $l_{sub} \times w_{sub} \times h_{sub}$  mm<sup>3</sup>. Le plan de masse a les dimensions suivantes :  $l_{grd} \times w_{grd} \times h_{grd}$  mm<sup>3</sup>. L'épaisseur de l'air entre le patch et le plan de masse est  $h_{air}$ . Les ports discrets sont localisés par les coordonnées  $(x_{prt}, y_{prt})$  sur le plan de masse. Les broches de court-circuit sont situées aux coordonnées  $(x_{pin1}, y_{pin1})$  et  $(x_{pin2}, y_{pin2})$  sur le substrat

diélectrique. Ces coordonnées sont représentées dans le plan Oxy comme indiqué sur la Figure III.42.

Les valeurs de ces différents paramètres sont variables durant la phase d'optimisation afin de déterminer celles conduisant au meilleur fonctionnement.

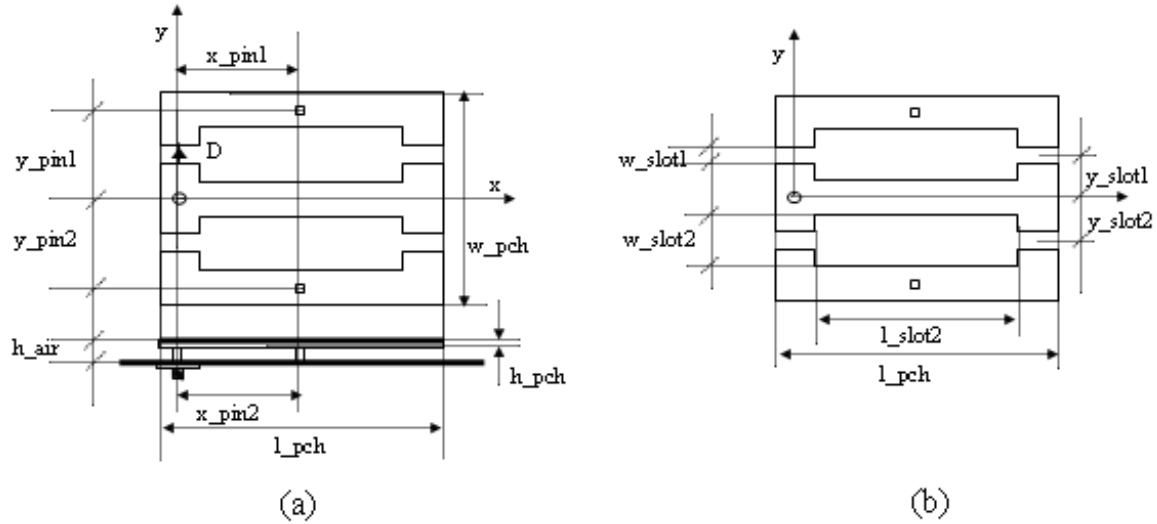


Figure III.42. Paramètres géométriques de l'antenne RPIFA en forme de "8"

Avec pour objectif de concevoir une antenne fonctionnant à la fréquence 2,4 GHz initialement, fréquence correspondant au standard IEEE 802.11b/g, les relations théoriques rappelées au chapitre II (équation (5)) permettent de déterminer les valeurs de la longueur et de la largeur de l'élément rayonnant :  $l_{pch} \approx w_{pch} \approx 40$  mm. Les autres dimensions de la configuration initiale sont fixées telles qu'indiqué par le Tableau III.7.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
$l_{pch}$	40	$w_{sub} = w_{grd}$	40
$w_{pch}$	40	$h_{sub} = h_{grd}$	0,8
$h_{pch}$	0,035	$h_{air}$	3
$l_{slot1}$	40	$x_{prt}$	4
$w_{slot1}$	2	$y_{prt}$	0
$l_{slot2}$	20	$x_{pin1}$	14
$w_{slot2}$	8	$y_{pin1}$	18
$y_{slot1} = y_{slot2}$	10	$x_{pin2}$	14
$l_{sub} = l_{grd}$	40	$y_{pin2}$	-18

Tableau III.7 Paramètres de la configuration initiale de l'antenne RPIFA en forme de « 8 »



L'antenne RPIFA sans diode est simulée. La structure obtenue avec CST est illustrée par la Figure III.43 et la Figure III.44 présente le coefficient de réflexion obtenu à partir de cette géométrie initiale.

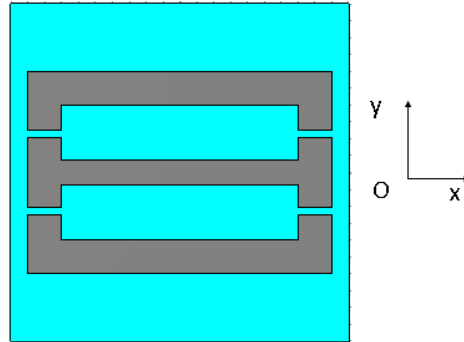


Figure III.43. Antenne RPIFA patch "I" (diodes bloquées)

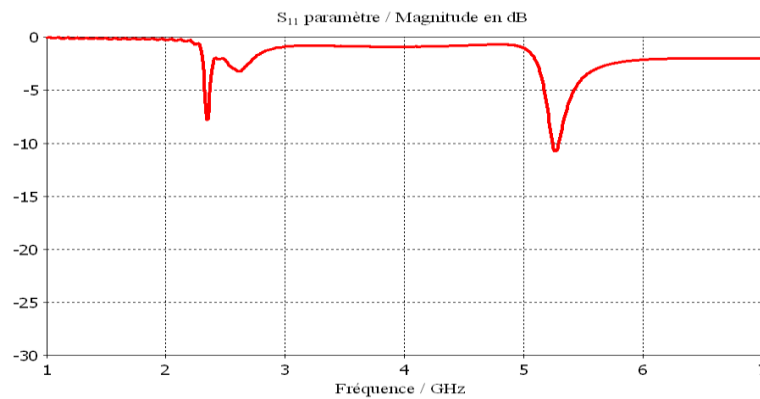


Figure III.44. Coefficient de réflexion de l'antenne RPIFA patch "I" avec les dimensions initiales

L'optimisation est réalisée à partir de l'antenne en forme de «I». Les différentes configurations de l'antenne conduisent à une fréquence opérante dans la gamme de fréquence 2,41 à 2,47 GHz. Pour optimiser cette antenne, les individus suivants sont considérés : la longueur du microruban est représentée par une chaîne binaire de 13 bits (la longueur maximale du patch étant fixée à 40 mm) ; la position du « slot » est codée par une chaîne binaire de 8 bits ; les positions des ports et des broches de court-circuit sont représentées par une chaîne binaire de 13 bits. La fonction de coût est définie telle que :

$$2,41 \text{ GHz} < f < 2,47 \text{ GHz}$$

$$S = \min(S_{11})$$

Pour alléger le processus, comme présenté dans le chapitre 2, 256 chromosomes (configurations) initiaux ont été choisis et ils permettent donc de créer 128 parents (paires).

Un croisement uniforme est ici aussi réalisé (8 bits pour la longueur de chaîne la plus petite) et 75% des parents potentiels sont retenus. Après 15 générations, le résultat souhaité est obtenu. Le taux de la mutation admissible est de 0 à 0,9%. Avec une chaîne binaire de 47 bits, nous avons choisi ce taux à 0,1% : la mutation est réalisée pour des générations où le nombre des parents retenus n'est pas un multiple de quatre).

L'optimisation par algorithme génétique conduit aux valeurs de dimensionnement des différents paramètres présentés par le Tableau III.8.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
$l_{pch}$	36	$w_{sub} = w_{grd}$	40
$w_{pch}$	28	$h_{sub} = h_{grd}$	0,8
$h_{pch}$	0,035	$h_{air}$	3
$l_{slot1}$	36	$x_{prt}$	3,5
$w_{slot1}$	0,9	$y_{prt}$	0
$l_{slot2}$	28	$x_{pin1}$	13,5
$w_{slot2}$	8	$y_{pin1}$	12
$y_{slot1} = y_{slot2}$	6,75	$x_{pin2}$	13,5
$l_{sub} = l_{grd}$	40	$y_{pin2}$	-12

Tableau III.8 Paramètres de la configuration initiale de l'antenne RPIFA en forme de « 8 » avec AG

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est présenté par la Figure III.45.

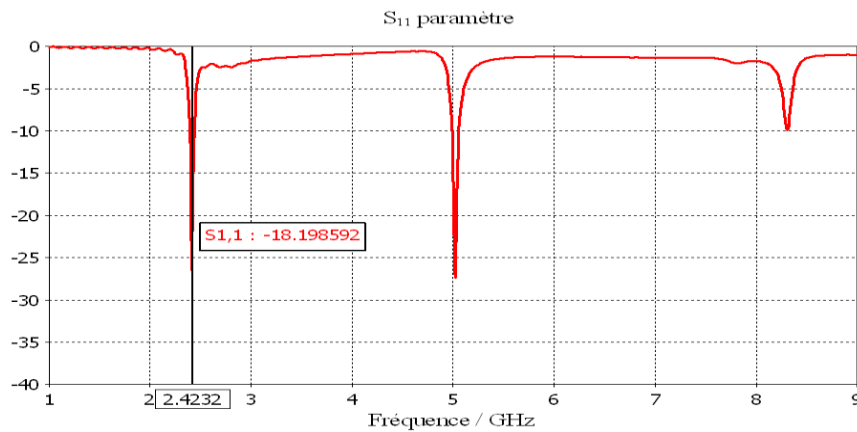


Figure III.45. Coefficient de réflexion de l'antenne RPIFA en forme de « I » avec AG

Par similitude avec [87], où l'antenne proposée basée sur un patch rectangulaire muni d'une paire de fentes étroites permet d'obtenir une double fréquence de fonctionnement tout en maintenant la taille de l'antenne, l'antenne obtenue se caractérise par deux fréquences de

résonance : l'une à 2,42 GHz avec une bande passante égale à 55,75 MHz et une seconde à 5,05 GHz avec une bande passante de 92,91 MHz.

La Figure III.46 montre le diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne à 2,42GHz.

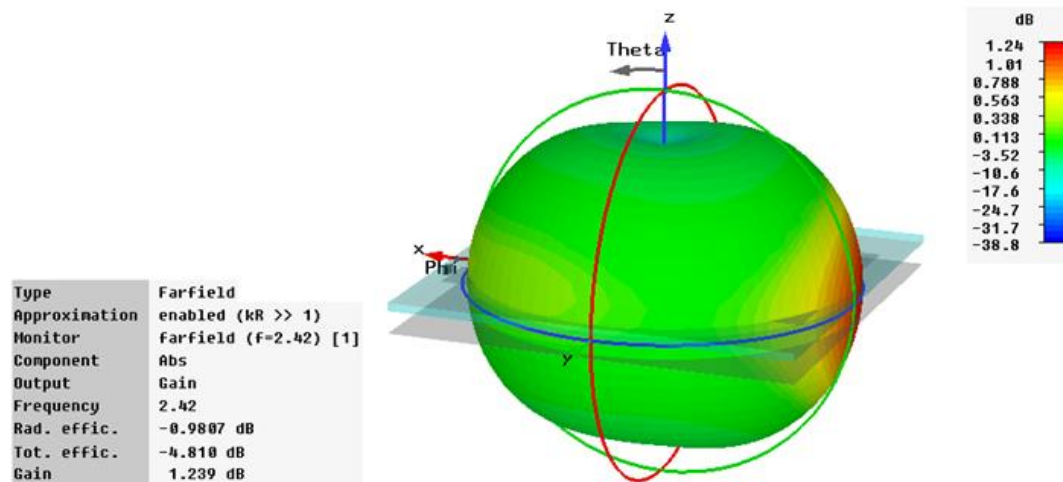


Figure III.46. Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne en forme de "I" à 2,4 GHz

Le diagramme de rayonnement dans le plan yOz est quasi-omnidirectionnel pour les deux fréquences de résonance comme l'illustre la Figure III.47.

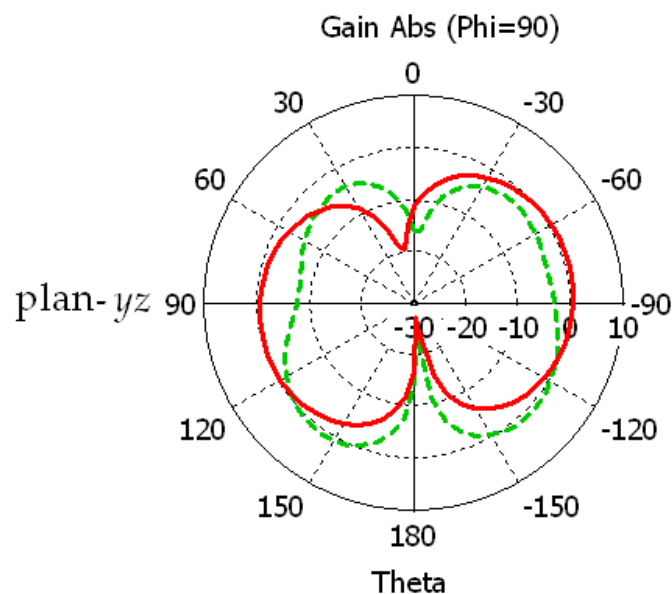
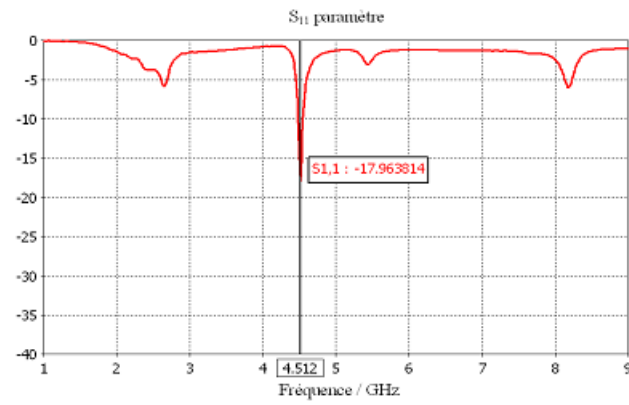
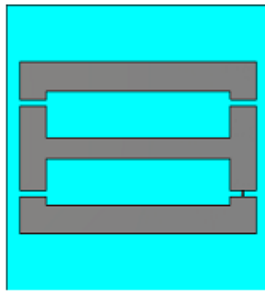
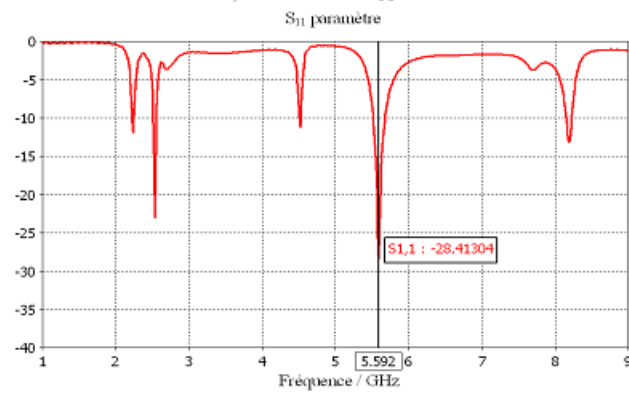
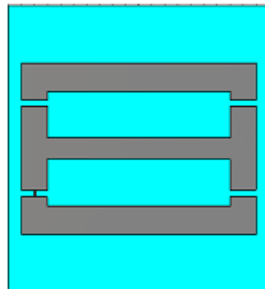


Figure III.47. Diagramme de rayonnement dans le plan yOz de l'antenne en forme de "I", en dBi à 2,4 GHz (rouge) et à 5,0 GHz (vert, pointillé)

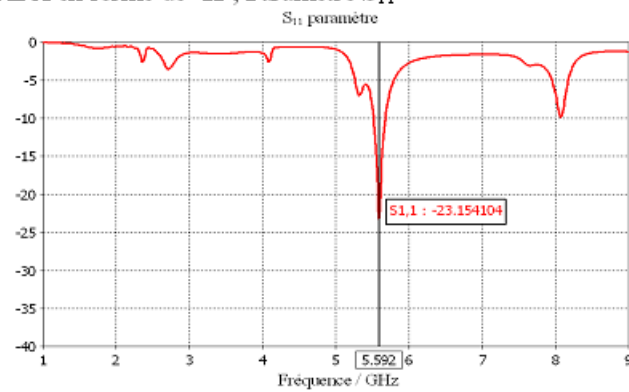
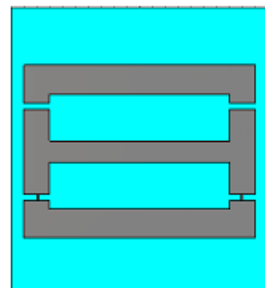
A partir de la configuration optimisée, la Figure III.48 et la Figure III.49 illustrent le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement dans le plan yOz pour les dix configurations considérées de l'antenne RPIFA en forme de « 8 ».



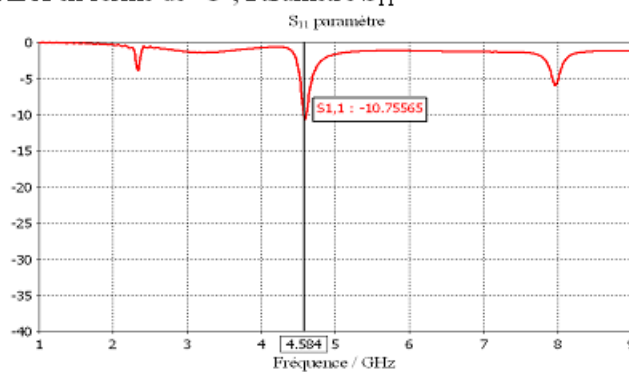
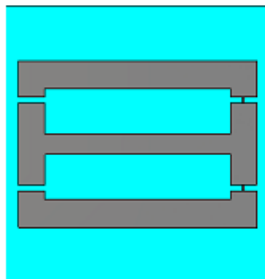
Antenne PIFA en forme de 'U'; Paramètre  $S_{11}$



Antenne PIFA en forme de 'II'; Paramètre  $S_{11}$



Antenne PIFA en forme de 'O'; Paramètre  $S_{11}$



Antenne PIFA en forme de 'W'; Paramètre  $S_{11}$

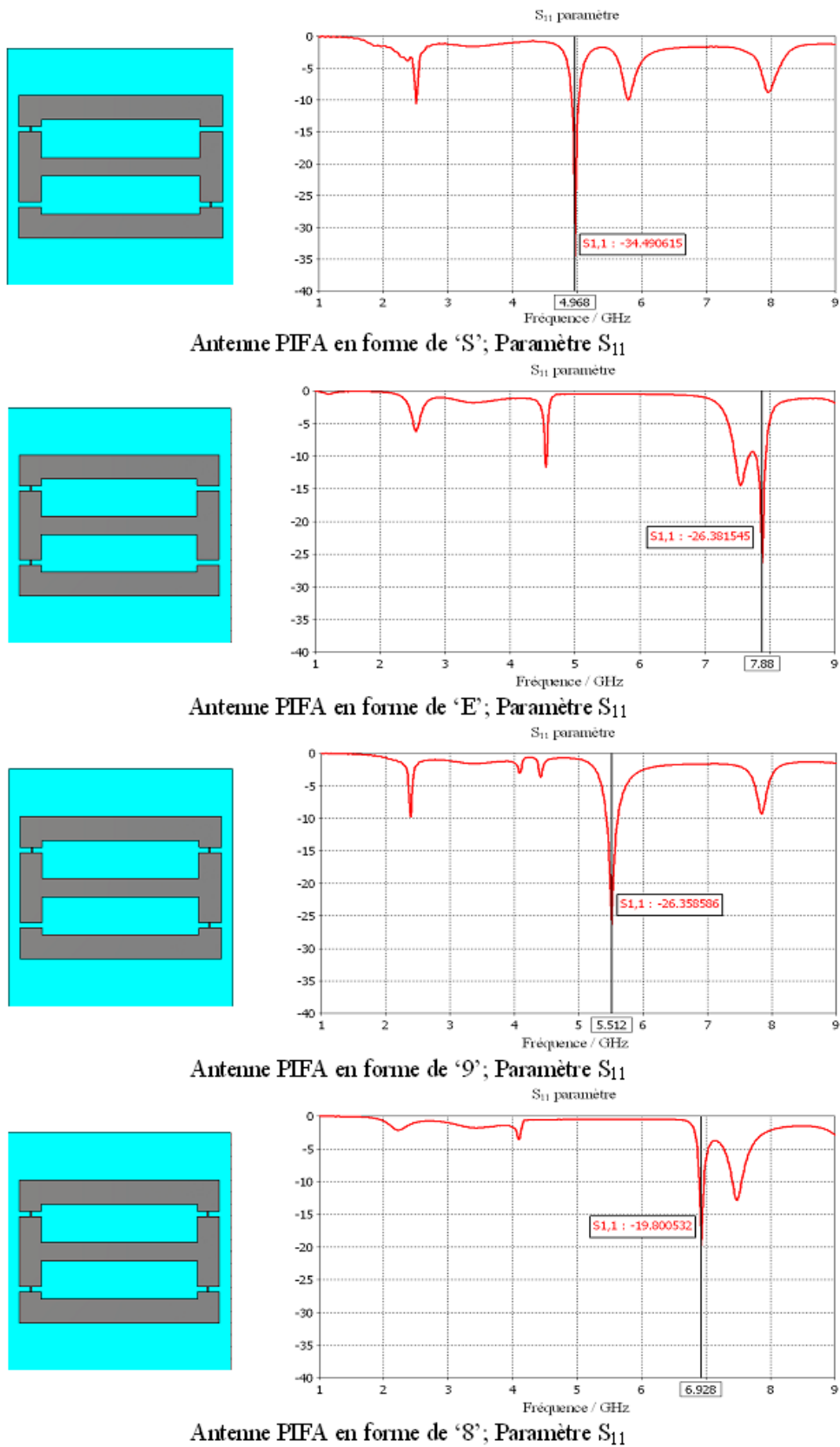


Figure III.48. Coefficient de réflexion des différentes configurations de l'antenne RPIFA avec diode(s) PIN activée(s) en forme de "8"

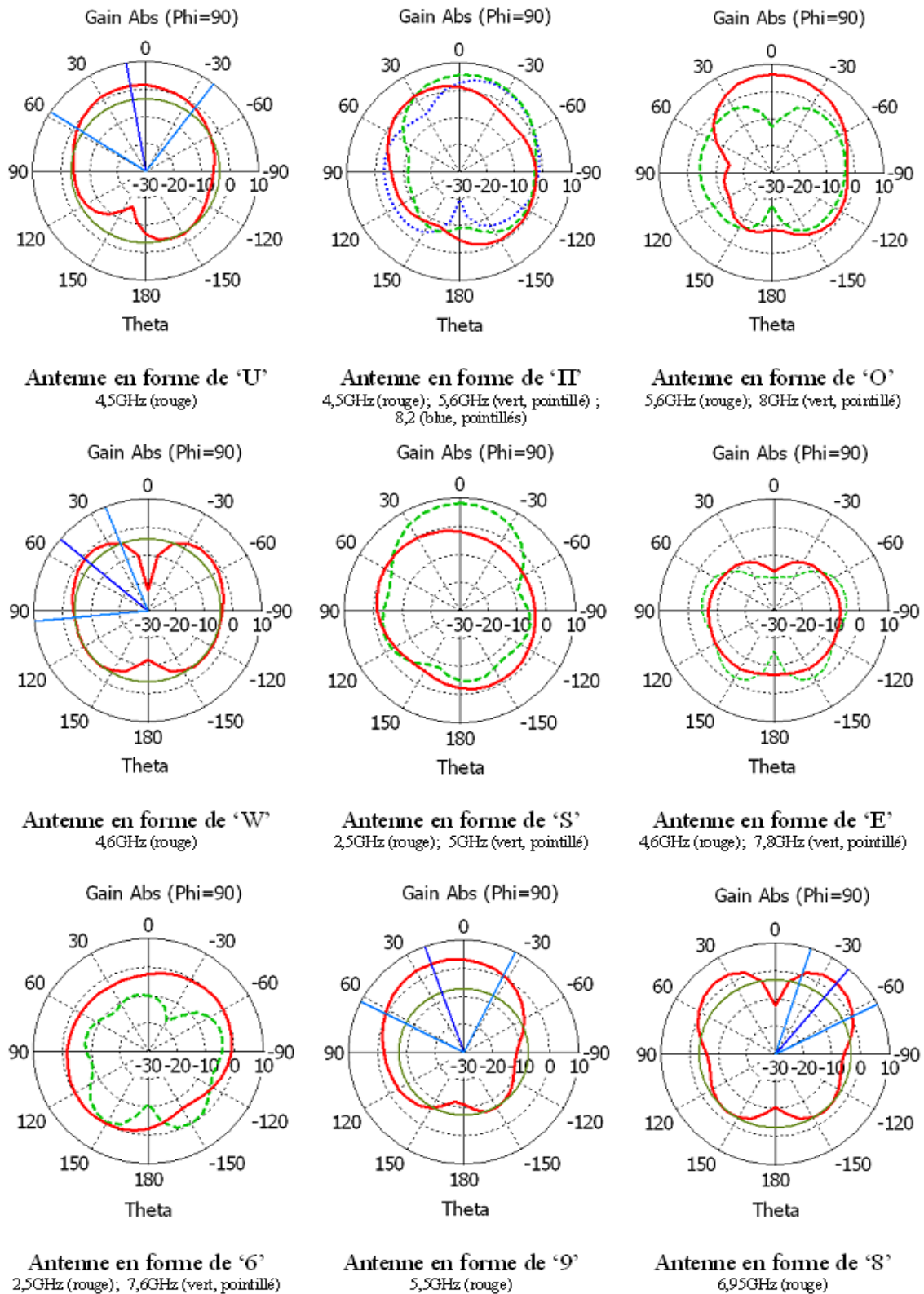


Figure III.49. Diagramme de rayonnement dans le plan yOz des différentes configurations avec diode(s) PIN activée(s) de l'antenne reconfigurable PIFA en forme de "8", en dBi

Le Tableau III.5 synthétise ces résultats de simulation pour le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et est présentée un peu plus tard afin de comparer simulation et mesure. Les propriétés de rayonnement déduites des diagrammes de rayonnement sont synthétisées dans le Tableau III.9 pour chacune des configurations.

Forme du patch	Direction du lobe principal (degré)	Gain (dBi)	Largeur angulaire (définie à - 3dB)
I	- 75 ; 145	1,2 ; 0,8	102,6 ; 47,3
U	10	1,8	94,1
$\Pi$	20 ; -10 ; -20	2,4 ; 5,9 ; 4,7	70,4 ; 70,8 ; 56,7
O	0 ; - 40	6,4 ; 6,7	68,6 ; 123,7
W	50	1,1	73,5
S	50 ; 0	1,2 ; 8,2	120,2 ; 59,5
E	- 140 ; 150	0,1 ; 44,5	277,1 ; 37,5
6	- 50 ; - 150	1,0 ; 4,7	121,2 ; 37,5
9	20	3,7	89,7
8	- 40	3,3	45,1

Tableau III.9 Propriétés de rayonnement pour chaque configuration de l'antenne avec patch en forme de "8"

Lorsqu'une ou plusieurs diodes PIN sont activées, les diagrammes de rayonnement sont modifiés par rapport à celui correspondant à la configuration initiale en forme de « I ». Le diagramme de rayonnement de l'antenne en forme de « U » est un peu modifié mais reste relativement omnidirectionnel. Ceux des antennes en forme de « E », « W » et « 6 » sont omnidirectionnels mais présentent un gain négatif. Le diagramme de rayonnement de l'antenne en forme de « O » est différent selon ses fréquences de résonance 5,6 GHz et 8 GHz. A la fréquence 5,6 GHz, cette antenne a un gain de 6,4 dB tandis qu'à la fréquence 8 GHz, le gain est de -1,8 dB. Les antennes en forme de « 8 », « 9 » et «  $\Pi$  » deviennent directives.

### III.5.3. Résultats de mesure

Comme précédemment, afin de vérifier « rapidement » les performances des structures ainsi obtenues en pratique, les différentes configurations de l'antenne sont fabriquées en remplaçant les diodes PIN par un élément de métal.

La Figure III.50 montre une photographie de l'antenne réalisée lorsque les quatre diodes PIN sont actives (passantes et donc équivalentes à un circuit fermé).

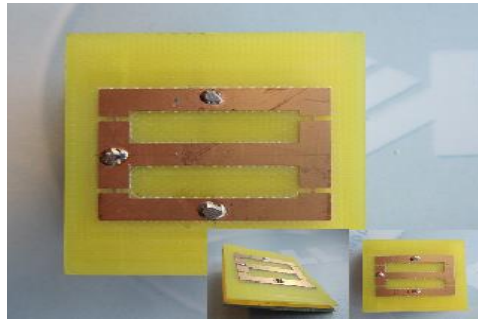


Figure III.50. Photographie de l'antenne en forme de 8 (avec les 4 diodes actives)

Les résultants de mesure du coefficient de réflexion  $S_{11}$  sont donnés par la Figure III.51.

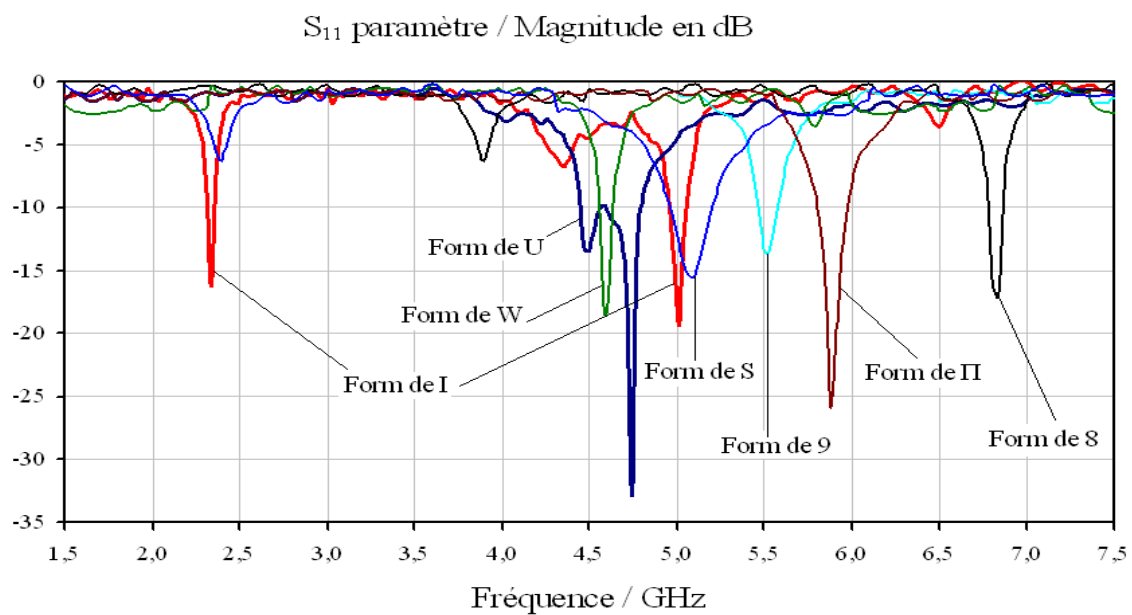


Figure III.51. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour les différentes configurations envisagées

Le Tableau III.10 présente les fréquences de résonance et la bande passante associée pour chacune des configurations de l'antenne RPIFA en forme de "8" en comparant résultats de simulation et mesures.

Les résultats de mesure sont en assez bon accord avec les simulations et permettent de valider expérimentalement l'antenne proposée.



Forme du patch	Fréquence de résonance (GHz)		Bande passante (MHz)	
	Simulations	Mesures	Simulations	Mesures
I	2,42 ; 5,05	2,43 ; 5,05	55,75 ; 92,92	45,15 ; 91,20
U	4,512	4,56	105,45	330,45
Π	2,57 ; 5,59 ; 8,2	5,84	45,25 ; 152,95 ; 95,55	199,75
O	5,59	5,58	181,15	145,55
W	4,59	4,65	40,15	51,40
S	4,97	5,13	124,85	240,15
E	7,88	4,6 ; 7,78	440,65	52,25; 98,85
6	2,5	2,45	95,45	88,35
9	5,51	5,52	171,65	91,10
8	6,92 ; 7,52	6,84	85,8 ; 180,15	61,45

Tableau III.10 Fréquences de résonance pour chacune des configurations de l'antenne RPIFA en forme de "8" et bande passante associée

### III.5.4. Conclusion

L'antenne proposée présente deux bandes de fréquences réglables s'étendant de 2 à 3 GHz et de 4 à 8 GHz qui couvrent les quatre standards suivants : le Bluetooth (2,41 - 2,5 GHz) avec les patches en forme de « I », « 6 » et « S » ; la bande basse de l'UWB (3,1 – 5 GHz) avec les patches en forme de « U », « W » et « E » ; le WLAN (5,15 – 5,825 GHz) avec les patches en forme de « I », « Π », « O », « S » et « 9 » ; et l'UWB (3,1-10,6 GHz) avec les patches en forme de « 8 » et « E ». Il faut remarquer que si l'antenne proposée présente des fréquences opérantes dans la bande du standard UWB, elle reste par nature une antenne bande étroite.

### III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, l'effet de l'intégration d'une ou plusieurs diodes PIN dans une structure rayonnante afin d'offrir des possibilités de reconfiguration a été étudié. Les résultats obtenus ont permis de déduire quelques lignes directrices de conception qui ont amenés à la proposition de deux nouvelles antennes PIFA reconfigurables. La conception de ces antennes a été soulignée : sélection d'une configuration initiale, positionnement des éléments actifs (les diodes PIN), optimisation des paramètres géométriques par algorithme

génétique, fabrication de prototypes, et caractérisation complète en simulation et par la mesure des différentes configurations associées.

Dans le chapitre 4, la partie commande est étudiée et détaillée. Pour illustrer les résultats, l'antenne RPIFA en forme de « 8 » a été choisie. Il s'agit alors de mettre en œuvre le pilotage des quatre diodes PIN constituant l'antenne et permettant de reconfigurer ses propriétés électromagnétiques.



## **CHAPITRE IV : Antenne reconfigurable commandée par microcontrôleur**



## IV.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, la méthode de conception d'antennes reconfigurables proposée a conduit à étudier et à développer deux nouvelles antennes PIFA reconfigurables. Ces antennes ont été caractérisées en simulation et expérimentalement. Cependant la reconfiguration n'était alors pas pilotée, les diodes PIN étant soit modélisées soit remplacées par un circuit équivalent selon leur état. Dans ce chapitre, la partie « commande » des diodes PIN, et donc des différentes configurations de l'antenne, est présentée. L'objectif est alors d'obtenir le système complet de l'antenne reconfigurable.

Suite à cette introduction, dans la première partie de ce chapitre les méthodes de commande des éléments localisés utilisés classiquement dans les antennes reconfigurables sont rapidement décrites. La seconde partie s'intéresse à la mise en place de la reconfiguration de façon contrôlée à l'aide d'un microcontrôleur (MCU) intégré à l'antenne reconfigurable ; le MCU permettant alors de commander l'état des diodes selon le programme implémenté. L'étude se focalise alors sur l'antenne reconfigurable en forme de 8 proposée dans le chapitre 3 afin de contrôler sa reconfiguration dynamiquement. Plusieurs types de commande sont envisagés permettant de valider les approches développées au fur et à mesure de la conception. Dans ce contexte, le MCU permet de contrôler les diodes PIN de l'antenne de façon automatique ou en étant commandée par l'utilisateur. Les résultats des simulations effectuées et des mesures réalisées sont présentées pour illustrer les performances obtenues et valider l'approche proposée.

Dans nos travaux, nous avons choisi de mettre en œuvre la fonctionnalité de reconfiguration à l'aide d'un microcontrôleur associé à un PC (*Personal Computer*). La structure d'antenne choisie est celle de l'antenne RPFIA en forme de 8 dont l'étude détaillée a été présentée dans le chapitre 3. Les concepts et les approches qui suivent visent à terme à développer une antenne reconfigurable intelligente dédiée à la radio cognitive.

## IV.2. Techniques de commande des composants et des antennes reconfigurables

### IV.2.1. Commande des éléments localisés reconfigurables

#### IV.2.1.a. Introduction

Comme déjà présenté en détail dans le chapitre 1, des éléments localisés tels que les varactors, les MEMS et les diodes PIN peuvent être utilisés afin de réaliser la reconfiguration des antennes, ceci en modifiant leur état.

Pour les antennes reconfigurables [88] utilisant des varactors ou des MEMS de même type, la reconfiguration est basée sur le changement de la valeur de la capacité par l'intermédiaire d'une tension continue variable. Dans le cas d'actionneurs à MEMS [89-91] c'est la force électrostatique liée à la tension continue appliquée qui lorsqu'elle devient supérieure à la force mécanique de la poutre crée un court-circuit. Enfin, dans le cas où des diodes PIN sont utilisées [16, 92, 93], la commande entre les états passants et bloqués est aussi réalisée via une tension de polarisation continue. Ainsi, la commande des éléments localisés nécessite des lignes de polarisation à courant continu.

Dans les prototypes qui vont être présentés par la suite, un microcontrôleur, « intégré à bord de l'antenne », est utilisé pour commander la reconfiguration à l'aide de diodes PIN. La question qui se pose alors est de savoir comment intégrer et commander ces diodes PIN au sein de l'antenne elle-même.

#### IV.2.1.b. Intégration et commande des PIN diodes

Dans le chapitre précédent (section III.2.1), plusieurs modèles équivalents des diodes PIN ont été présentés. Dans le cas où la commande via un microcontrôleur est prise en compte, seul le modèle le plus complet, le commutateur contrôlé en tension, est adéquat.

La Figure IV.1 présente le principe général du contrôle des diodes PIN pour l'antenne considérée, l'antenne PIFA en forme de 8. Le modèle est simulé en utilisant de façon combiné CST Microwave Studio et CST Design Studio. Dans le schéma représentant la diode PIN 1,

les ports 1 et 2 sont connectés aux ports 2 et 2' de l'antenne. Le port 3 est connecté à la tension de contrôle ( $V_c[V]$ ) permettant le changement d'état de la diode PIN. Les ports 1 et 1' de l'antenne sont les entrées RF.

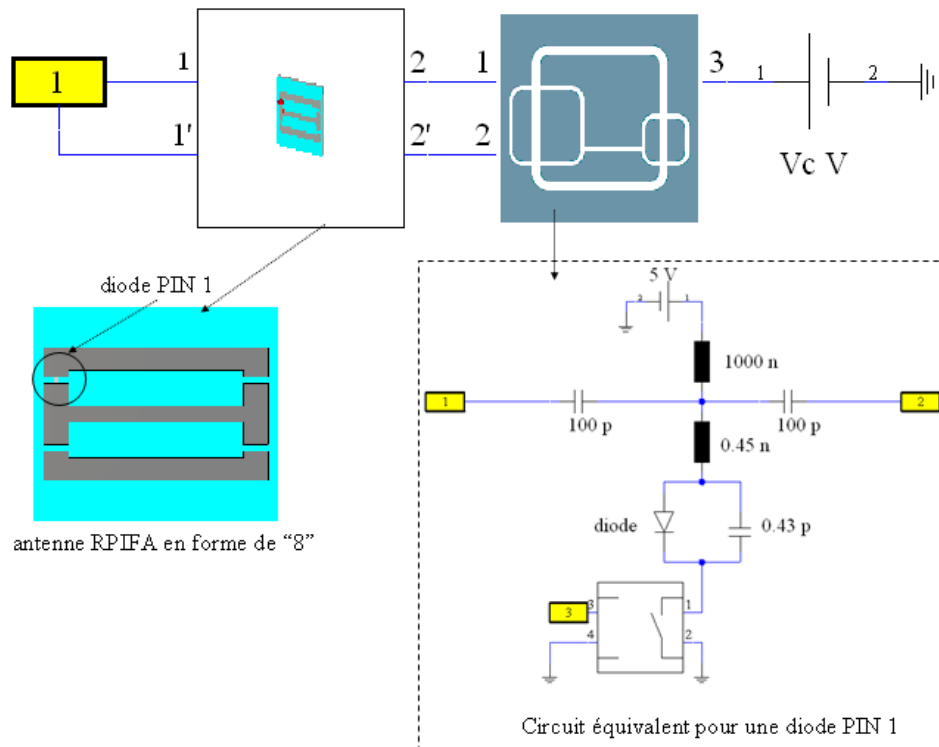


Figure IV.1. Illustration de la commande d'une diode PIN au sein de l'antenne RPIFA en forme de "8"

La Figure IV.2 présente l'unité de contrôle qui pilote la commande des diodes PIN à l'aide d'une tension continue « amenée » via des lignes imprimées sur le substrat.

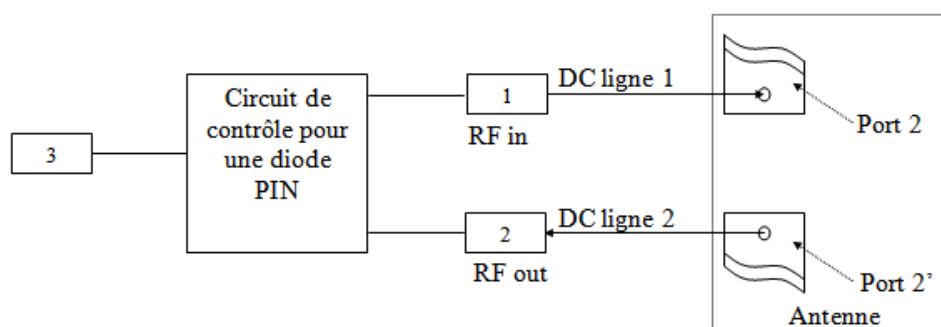


Figure IV.2. Diagramme illustrant la connexion entre la diode PIN et son circuit de commande.

Avec la technique présentée ci-dessus, les connexions entre le microcontrôleur et les diodes PIN sont effectuées via des lignes de polarisation continue. Ces lignes peuvent alors



être amenées à interagir avec la structure rayonnante de l'antenne et ce phénomène peut entraîner des modifications de la (ou des) fréquence(s) opérante(s) de l'antenne. Dans le paragraphe qui suit, cette interaction est mise en évidence et des techniques sont proposées pour minimiser les effets néfastes alors rencontrés. En particulier, des études paramétriques ont été réalisées sur la longueur des lignes de polarisation et leur emplacement sur le substrat.

#### **IV.2.1.c. Étude de l'influence des DC lignes dans la structure rayonnante de l'antenne RPFIA en forme de 8**

D'une façon générale, les lignes de transmission imprimées sont constituées par des conducteurs (en forme de bande plate) gravés sur une ou plusieurs couches d'un substrat. Les lignes de transmission sont couramment utilisées dans les circuits intégrés pour conduire l'énergie (la largeur des lignes étant dans ce cas constante) mais aussi réaliser des fonctions par exemple de filtrage [94, 95]. Il existe aussi des lignes de transmission de différents types bien connus : microruban simple, suspendu ou inversé, lignes à fente ou coplanaire [96].

La commande des diodes PIN avec l'unité de contrôle, via des lignes de polarisation, est faite dans les prototypes réalisés par des lignes de transmission microruban inversées. Toutefois ces lignes sont des éléments rayonnants et par effet de couplage, elles influencent fortement les caractéristiques de la structure rayonnante principale. Pour limiter les perturbations engendrées par les lignes de polarisation, et tout en cherchant à minimiser les dimensions du système complet est nécessaire de:

- a. Sélectionner la position des lignes de sorte à réduire au maximum leur effet sur le patch microruban et le plan de masse de l'antenne.
- b. Utiliser une connexion JTAG (Joint Test Access Group): une des caractéristiques intéressantes du JTAG étant la capacité de relier plusieurs dispositifs ensemble et de les isoler individuellement pour la programmation [94, 95]; en outre, le JTAG permet de personnaliser la liaison établie entre l'antenne et le système de contrôle.

La structure de l'antenne RPFIA en forme de 8, munie de 4 diodes PIN, est rappelée dans la Figure IV.3.

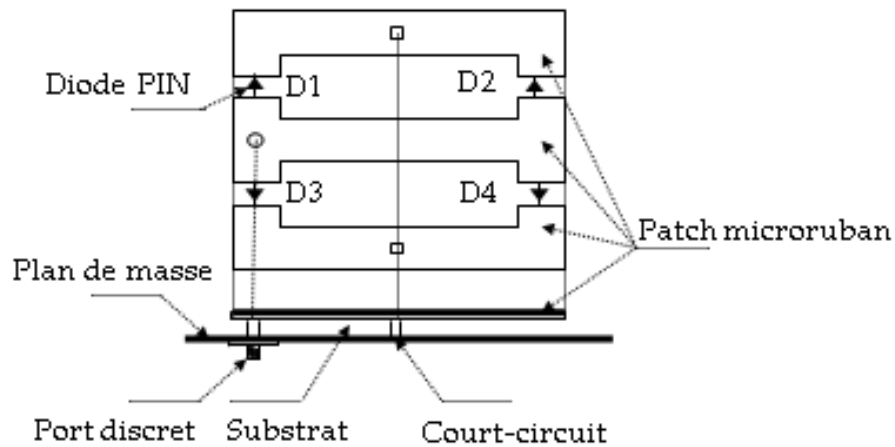


Figure IV.3. Antenne reconfigurable PIFA en forme de "8"

Le schéma illustré par la Figure IV.4 montre les lignes de polarisation continue des diodes PIN réalisée par des lignes microruban et insérées dans le patch de l'antenne.

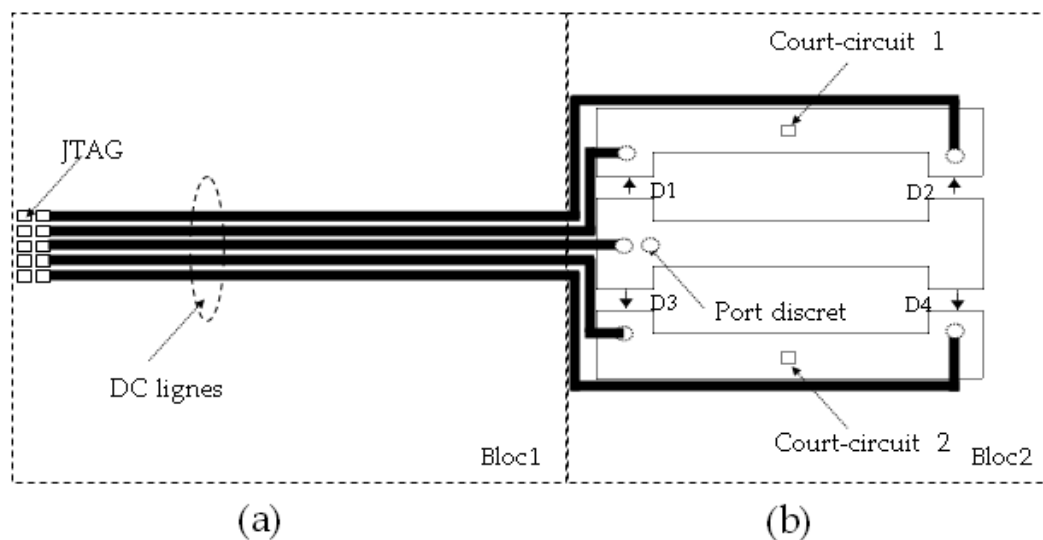


Figure IV.4. Lignes de polarisation de commande des diodes PIN de l'antenne RPIFA en forme de 8

Comme illustré par la Figure IV.4b (bloc 2), les dimensions de la ligne microruban sont fixées selon la condition (a) présenté ci-dessus. Du côté du connecteur (Figure IV.4a), la distance entre les lignes est déterminée par l'écart entre les broches du connecteur JTAG et la largeur de chacune des lignes microruban (notée  $w_{mcr1}$ ) est contrainte par cette distance. Dans le cas choisi connecteur à 10 broches, la distance entre les pins est égale à 2,54 mm limitant la largeur à 1,27 mm. La longueur (notée  $l_{mcr1}$ ) des lignes du bloc 1 peut être réglée.

La Figure IV.5 présente le schéma sous CST de l'antenne PIFA en forme de « I » munie des lignes de polarisation des diodes PIN. La Figure IV.6 montre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne dans les deux cas sans et avec les lignes de polarisation avec que  $w_{mrcl} = 0,75$  mm et  $l_{mrcl} = 31$  mm  $\approx \lambda/4$ ). Il apparaît clairement que les lignes de commande des diodes modifient fortement les caractéristiques de l'antenne. Les deux fréquences de résonances à 2,4 et 5 GHz ne sont plus apparentes lorsque les lignes de polarisation sont prises en compte.

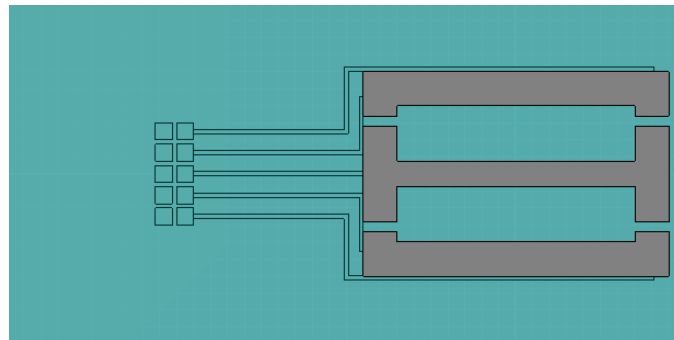


Figure IV.5. Schéma de l'antenne RPIFA en forme de "I" et du réseau des lignes de polarisation des diodes PIN

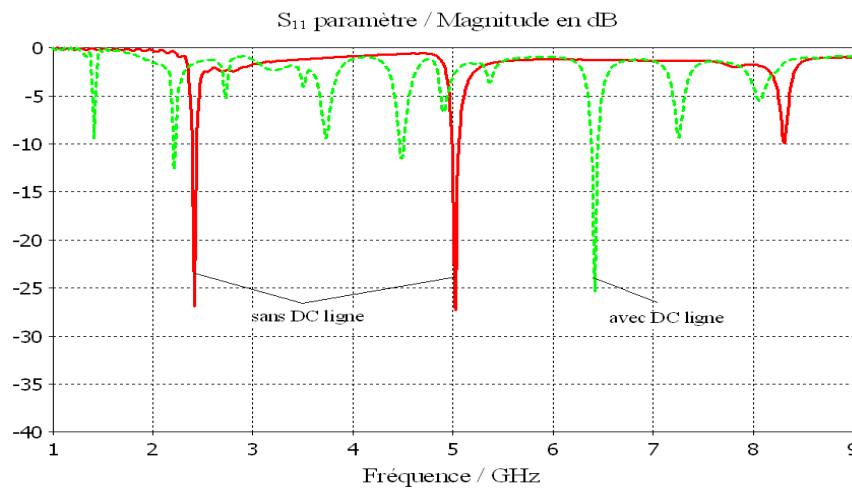


Figure IV.6. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne RPIFA en forme de "I" sans et avec les lignes microruban de polarisation des diodes

La modification de la largeur des lignes microruban est envisagée dans la Figure IV.7 représentant le coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour les valeurs suivantes :  $w_{mrcl} = 0,5$  mm ; 0,75 mm et 1 mm. Cependant l'influence de ce paramètre est négligeable et il a été choisi de conserver la largeur des lignes égales à 0,5 mm.

Afin de minimiser l'influence des lignes de polarisation, il a été décidé d'optimiser à nouveau la géométrie de l'antenne par algorithme génétique en intégrant donc les lignes microruban. Les paramètres considérés sont les suivants : la longueur des lignes ( $l_{mcrl}$ ), la position du port discret ( $x_{prt}$ ,  $y_{prt}$ ), la position des broches de court-circuit ( $x_{pin1}$ ,  $y_{pin1}$ ) et ( $x_{pin2}$ ,  $y_{pin2}$ ) (paramètres illustrés à travers la figure présentée dans le paragraphe III.4.2). Les autres paramètres, longueur et largeur du patch ( $l_{pch}$ ,  $w_{pch}$ ) et position de la fente ( $y_{slot}$ ), sont considérés comme fixes. Les valeurs des paramètres avant et après optimisation par GA sont présentées par le Tableau IV.1.

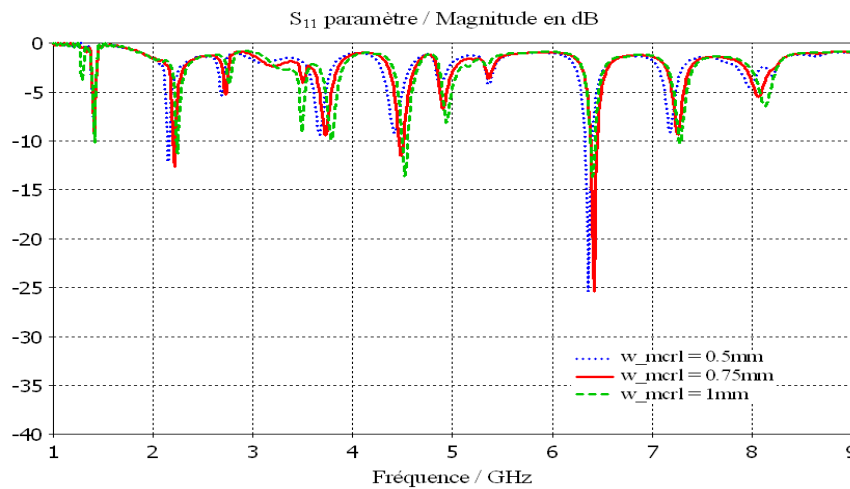


Figure IV.7. Influence de la largeur des lignes de polarisation sur le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne RPIFA en forme de "I"

Paramètre	Valeur (mm) avant optimisation	Valeur (mm) après optimisation
$l_{mrcl}$	31	49,25
$x_{prt}$	3,5	31,75
$y_{prt}$	0	0
$x_{pin1}$	13,5	11,5
$y_{pin1}$	12	12
$x_{pin2}$	13,5	11,5
$y_{pin2}$	-12	-12

Tableau IV.1 Paramètres de l'antenne RPIFA en forme de « I » intégrant les lignes microruban de polarisation des diodes PIN avant et après optimisation par AG

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne RPIFA en forme de « I » (toutes les diodes étant éteintes donc bloquées) est représenté sur la Figure IV.8 après optimisation.

L'amélioration obtenue est très nette : les deux résonances à 2,4 GHz et 5 GHz de la configuration souhaitée (celle initiale sans les lignes de polarisation) sont maintenant présentes dans le modèle intégrant les lignes de commande des diodes PIN.

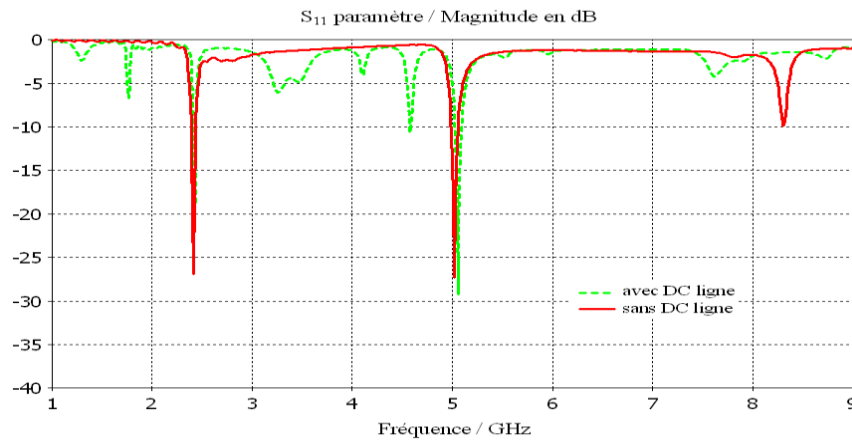
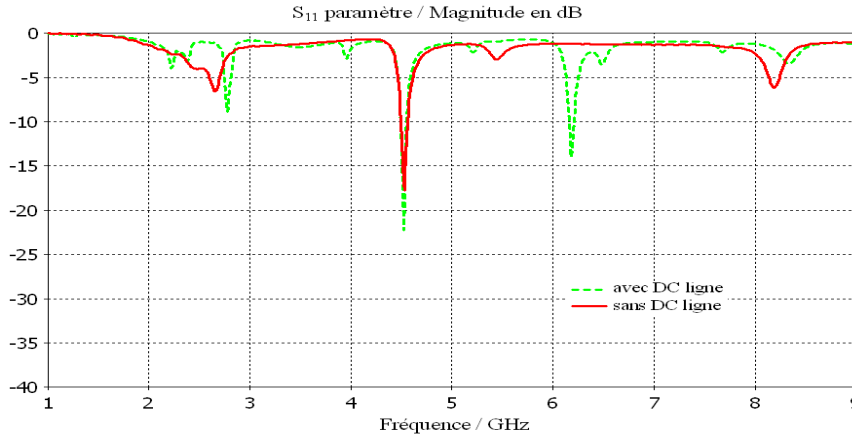
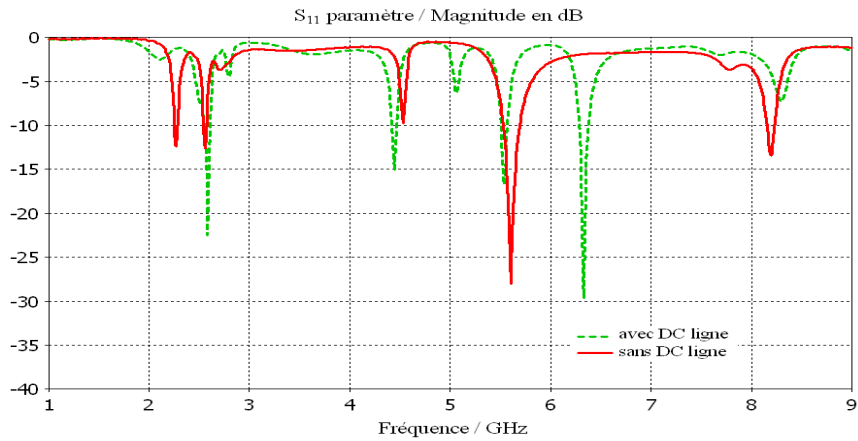


Figure IV.8. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne RPIFA en forme de "I" sans et avec les lignes microruban de polarisation des diodes après optimisation par AG

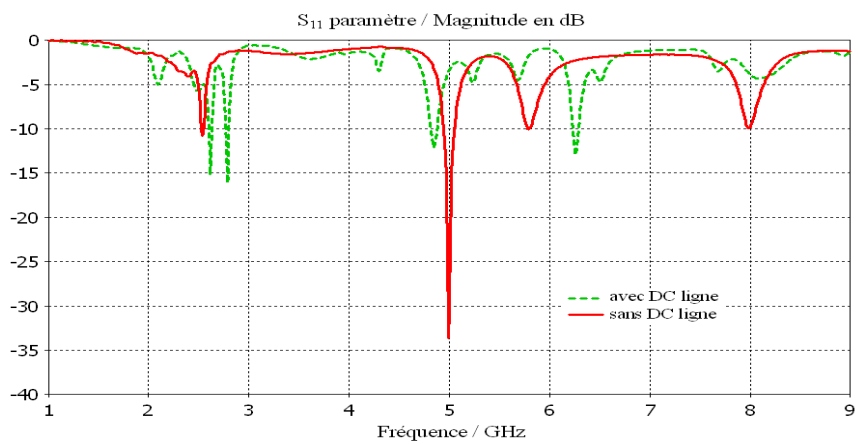
La Figure IV.9 présente le paramètre  $S_{11}$  dans le cas des autres configurations envisagées : formes en « U », «  $\Pi$  », « S » et « 8 ».



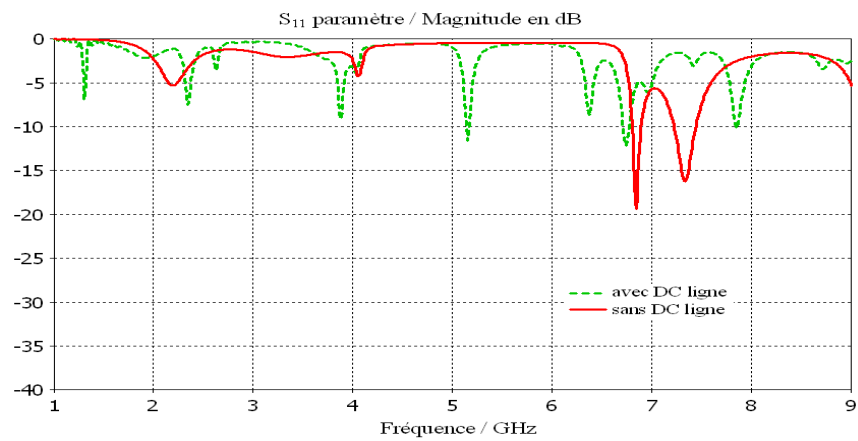
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure IV.9. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne RPIFA sans et avec les lignes microruban de polarisation des diodes après optimisation par AG pour les formes du patch suivantes : a) « U » ; b) «  $\Pi$  » ; c) « S » ; d) « 8 »

### IV.2.2. Commande des antennes reconfigurables

Une antenne reconfigurable est une antenne qui améliore les antennes traditionnelles dans le sens où elle est capable de s'adapter à l'environnement à un instant donné afin par exemple de renforcer la puissance et la qualité du signal reçu. Pour cela, elle intègre généralement des composants reconfigurables commandés qui lui permettent de modifier son fonctionnement, comme décrit en détail dans le chapitre 1. Si dans la littérature, de nombreux articles traitent des antennes reconfigurables, peu d'études concernent le système complet : structure rayonnante reconfigurable (incluant les éléments associés) et organe de commande (incluant matériel et logiciel). Dans ce cas, l'antenne reconfigurable intègre un système qui permet de piloter sa reconfiguration soit de façon « manuelle » (par exemple par une action de l'utilisateur), soit de façon « automatique ». L'antenne reconfigurable devient alors une antenne adaptative, dont les caractéristiques peuvent être modifiées en cours de fonctionnement. Si de plus, l'antenne reconfigurable est capable de réagir de façon autonome (et automatique) de façon à s'adapter au mieux (en fonction d'un critère donné) aux conditions environnementales qui l'entourent, elle devient une antenne « intelligente ». Il faut noter que le mot « antenne » englobe alors à la fois le transducteur électromagnétique et sa commande. C'est pourquoi il est certainement plus adéquat de parler de « système d'antenne » afin de faire apparaître plus explicitement les différentes composantes constituant l'ensemble de l'antenne intelligente. Toutefois, il faut également rappeler que dans le contexte des travaux présentés, les réseaux d'antennes ont été écartés pour réaliser la reconfiguration. Or la majorité des travaux actuels concernant les antennes reconfigurables s'appuient sur des réseaux d'antennes qui deviennent alors des systèmes antennaires (ou système d'antennes) reconfigurable. Ces remarques soulignent simplement le fait qu'en français comme en anglais, les mots utilisés ne sont pas toujours très appropriés et suffisamment précis. Dans la suite, a priori, les réseaux d'antennes ne sont donc pas abordés, sauf mention contraire explicite.

Le développement de la commande des systèmes d'antennes adaptatifs s'appuie sur plusieurs éléments : les composants reconfigurables qui vont permettre de modifier les propriétés électromagnétiques de l'antenne, et leurs systèmes de commande qui vont permettre d'implémenter les procédures de pilotage de la reconfiguration. Afin de donner

quelques exemples des circuits et processeurs qui peuvent être utilisés pour mettre en œuvre le contrôle de la reconfiguration, les références qui suivent peuvent être citées [94, 95]. Il faut toutefois noter que, dans ces cas, il s'agit alors de réseaux d'antennes basés sur la formation de voies (en anglais, *beamforming*). Ils réalisent un balayage électronique spatial et permettent de modifier leur diagramme de rayonnement ou d'identifier les angles d'arrivée via un pseudo-spectre. L'idée générale est de favoriser certains des signaux reçus en leur affectant des « poids complexes » afin de maximiser le signal de sortie en fonction d'un critère donné. Les travaux décrits dans [96-98] présentent des réalisations pratiques de tels réseaux d'antennes s'appuyant sur des processeurs spécialisés DSP (*Digital Signal Processing*), FPGA (*Field Programmable Gate Array*) tel que le Virtex EXCV400 de Xilinx, et également des systèmes mixtes processeur type CPU (*Central Processing Unit*) associé à un DSP.

Les antennes reconfigurables à un seul élément rayonnant ont été largement étudiées dans la littérature, et de nombreuses techniques ont été proposées comme cela est présenté dans le chapitre I. Toutefois, la partie destinée à la commande n'a été abordée que très récemment et peu d'études présentant l'ensemble existent. Dans [99], un système d'antenne reconfigurable piloté par un FPGA est présenté. Cette antenne reconfigurable est constituée d'un patch principal que des diodes PIN permettent de connecter ou non à quatre autres sections, permettant ainsi d'obtenir une diversité en fréquence. Encore plus récemment, Genovesi a présenté une antenne reconfigurable en fréquence constituée d'un patch microruban utilisant cinq diodes PIN comme commutateurs RF pour modifier la structure rayonnante. L'article décrit le système complet, où la commande des diodes PIN est pilotée à l'aide d'un microcontrôleur PIC [100], présentant l'avantage d'offrir une solution plus bas coût que celle basée sur un FPGA. Cette approche utilisant un microcontrôleur est celle qui a été choisie dans nos travaux et qui est décrite dans la section suivante. D'un point de vue matériel et logiciel, les outils spécifiques permettant l'implémentation de la commande sont présentés en détail, et cela en fonction du type de commande mise en place.

### **IV.3. Mise en place de la reconfiguration à l'aide d'un microcontrôleur**

Les techniques de commande des éléments actifs locaux utilisés dans l'antenne reconfigurable ont été présentées dans la section précédente. Afin de concevoir une antenne



non seulement reconfigurable mais intelligente, il s'agit de piloter les composants actifs et cela de façon adaptative. Dans ce but, la solution qui a été retenue et qui est appropriée est de mettre en œuvre la commande à l'aide d'un microcontrôleur.

### **IV.3.1. Organe de commande : le microcontrôleur Atmel AVR**

#### **IV.3.1.a. Généralités sur les microcontrôleurs**

Un microcontrôleur (MCU) est un dispositif électronique constitué généralement d'un cœur de processeur, de mémoires, d'entrées programmables et de périphériques de sortie. Les MCU sont souvent utilisés dans les systèmes de contrôle automatique tels que par exemple systèmes automobiles de contrôle des moteurs, ou les dispositifs médicaux implantables, et en particulier dans les systèmes embarqués. Alors que certains systèmes embarqués sont très sophistiqués, beaucoup ont des exigences minimales pour la longueur de la mémoire et du programme, ne nécessitent pas de système d'exploitation, et sont de faible complexité. Ils intègrent alors souvent un microcontrôleur qui présente pour principal avantage d'offrir une solution adaptée et bas coût.

Il existe de nombreux type de microcontrôleurs tels que les processeurs ARM, ATmel, Cypress Semiconductor PsoC, Intel 8051, Microchip Technology PIC, etc. mais aussi plusieurs outils de développement associés. Dans le cadre des travaux présentés, l'Atmel AVR a été retenu non seulement en raison de ces caractéristiques (présentées en détail dans la section suivante) mais aussi parce qu'il répondait aux exigences demandées et était relativement simple à mettre en œuvre. La famille Atmel AVR propose des microcontrôleurs assez faciles à prendre en main dont l'architecture est puissante et moderne, et est particulièrement adapté pour les compilateurs C. De nombreux outils de développement existent, et des logiciels libres sont aussi disponibles en open-source sur des plates-formes collaboratives, logiciels qui fonctionnent sous des systèmes d'exploitation comme Windows ou Macintosh. Enfin, la mise à jour ne requiert pas de matériel externe de programmation, les chargements pouvant s'opérer par USB (via des routines comme USBasp-Loader et USBasp).

#### **IV.3.1.b. Le microcontrôleur Atmel AVR**

L'Atmel AVR est un microcontrôleur de faible puissance, CMOS, à 8 bits, basé sur une architecture de type RISC (*Reduced Instruction Set Computer*). Les propriétés de l'AVR sont

présentées en détail dans [101]. Le schéma-bloc de l'architecture du MCU AVR est illustré par la Figure IV.10.

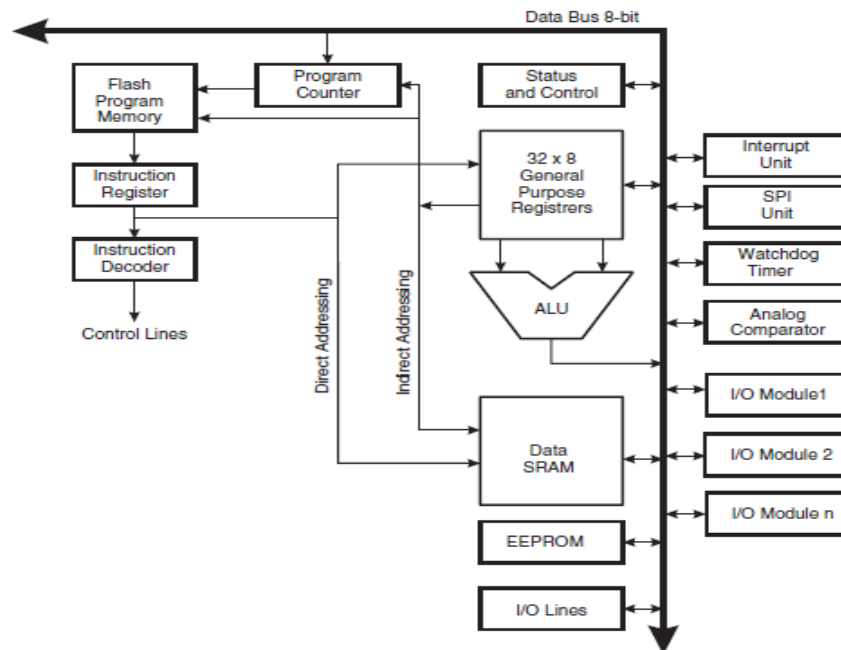


Figure IV.10. Schéma-bloc de l'architecture du MCU AVR

Dans le contexte de nos travaux, il est intéressant de souligner les caractéristiques suivantes :

- l'AVR peut supporter des vitesses d'horloge de 0 à 20 MHz, pouvant même monter jusqu'à 32 MHz ;
- les mémoires Flash, EEPROM, SRAM sont toutes intégrées sur une seule puce programmable à grande capacité ;
- un support multi-fonctions et des ports bidirectionnels d'entrée/sortie sont disponibles ;
- l'interface matérielle constituée de l'UART (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter*) et du SPI (*Serial Peripheral Interface*) permet de connecter l'AVR à d'autres périphériques dont un PC ;
- l'interface de programmation constituée de l'API (*Application Protocol Interface*), de l'ISP (*In-System Programming*), et du PDI (*Program and Debug Interface*) permet de gérer la phase de programmation simplement ;

- La programmation se fait en C et/ou en assembleur, et une bibliothèque complète des pilotes et du middleware est disponible afin de construire une application.

L'antenne RPIFA en forme de 8 dispose de dix configurations différentes basées sur le changement d'état de 4 diodes PIN. Le MCU AVR sélectionné pour la commande de cette antenne doit donc disposer de 4 sorties. Pour ces raisons, l'AVR Atmega8 à 24 sorties a été choisi.

### **IV.3.2. Connectivité et programmation du microcontrôleur**

#### **IV.3.2.a. Introduction**

Un MCU ayant la capacité d'opérer de façon indépendante comme le fait un ordinateur, une solution serait d'utiliser un MCU seul pour commander l'opération de reconfiguration de l'antenne. Si cette solution permet de tester le contrôle des diodes PIN, et donc le contrôle des différentes configurations de l'antenne, elle reste limitée par sa capacité d'adaptation et elle ne permet pas à un utilisateur d'agir facilement sur le système.

Pour cette raison, le MCU a été connecté à un PC permettant de contrôler plus aisément l'état de l'antenne par une interface graphique. Enfin pour rendre le système « autonome », un étage de réception a été ajouté afin de permettre une reconfiguration automatique en fonction des signaux reçus.

#### **IV.3.2.b. Connexion du MCU AVR et du PC**

Les plus récents dispositifs programmables, dont l'AVR choisi, offrent la possibilité de « *In-System Programming* ». La connexion de l'AVR à un PC peut être réalisée simplement par le biais de l'interface AVR UART et COM PC (RS232 Standard). Cependant, un adaptateur, tel que l'IC Max232, doit être utilisé en raison de la différence de niveau des tensions entre l'AVR et le PC (Figure IV.11).

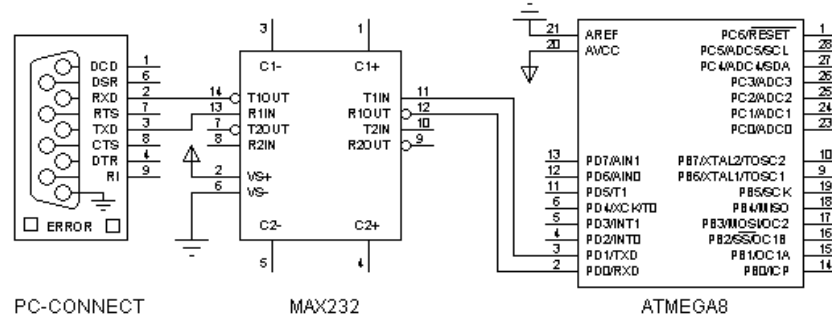


Figure IV.11. La connexion de l'AVR à un PC via Max232

Une autre solution consiste à utiliser la fonction ISP de l'AVR. Ainsi la connexion entre l'AVR et le PC se fait via le JTAG de l'AVR et le LPT (Figure IV.12) ou USB (Figure IV.13) du PC. Evidemment, l'adaptation de tension est toujours nécessaire et est réalisée à l'aide d'un IC74LS244 [102] ou via un IC74HC244 [103].

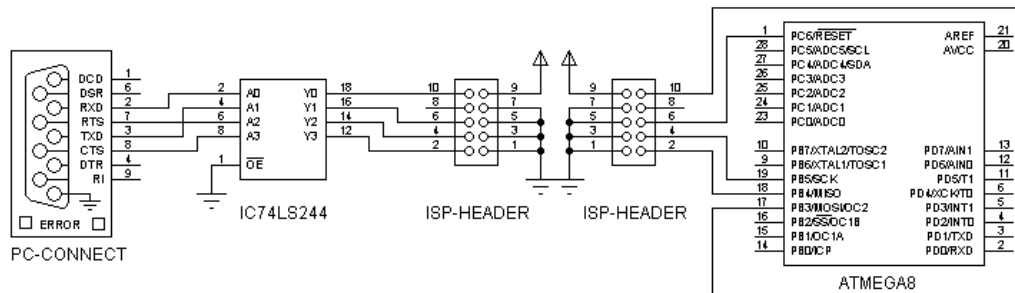


Figure IV.12. Schéma de principe de la connexion de l'AVR à un PC via IC74LS244

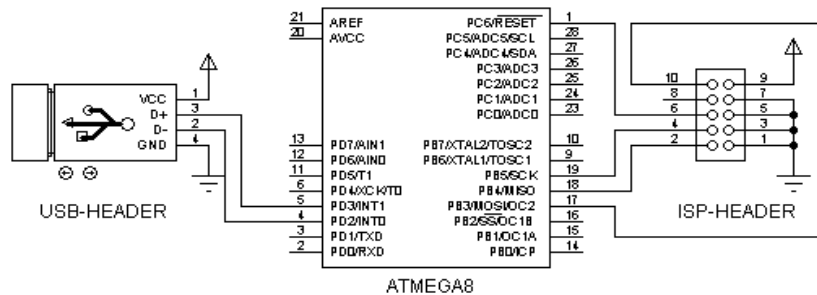


Figure IV.13. Schéma de principe de la connexion de l'AVR à un PC via USB

### IV.3.2.c. Interfaces de Programmation

Le programme est écrit dans le langage de programmation CodeVisionAVR l'interface et un exemple des codes source sont illustrés par la Figure IV.14 la communication entre l'AVR et le PC peut être réalisé en Visual C++ (Figure IV.15).

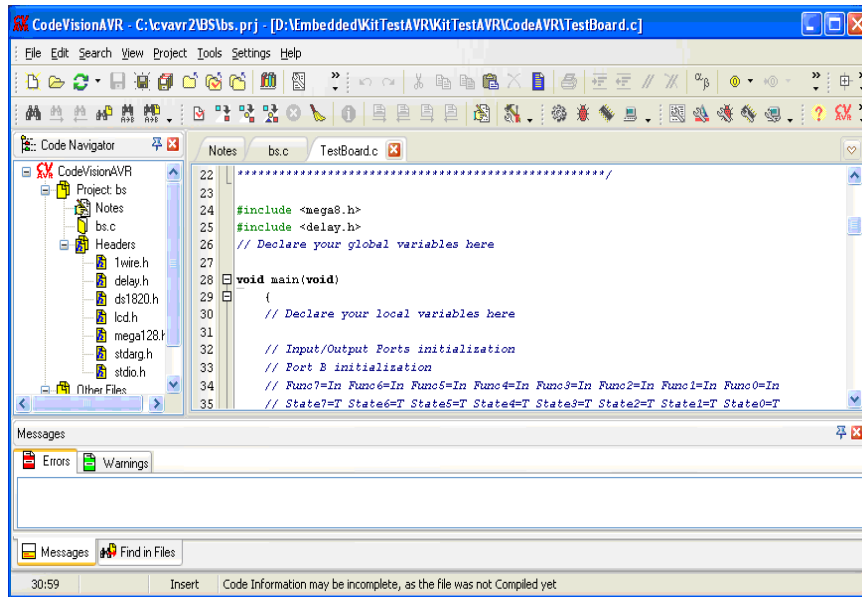


Figure IV.14. Illustration et exemple de l'interface en CodeVisionAVR

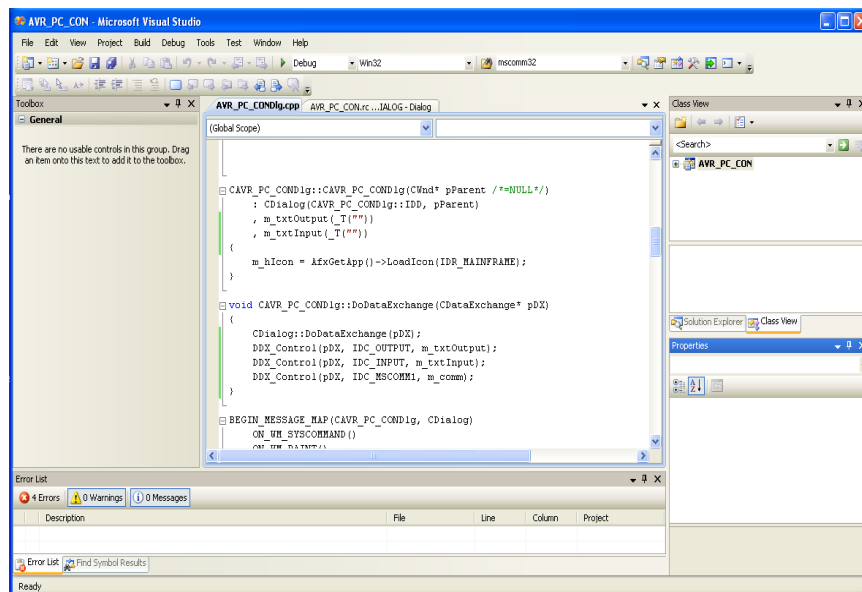


Figure IV.15. Illustration et exemple de l'interface en Visual C++

## IV.4. Antenne RPIFA commandée

### IV.4.1. Principe général

Le schéma-bloc fonctionnel de commande de l'antenne RPIFA est illustré par la Figure IV.16.

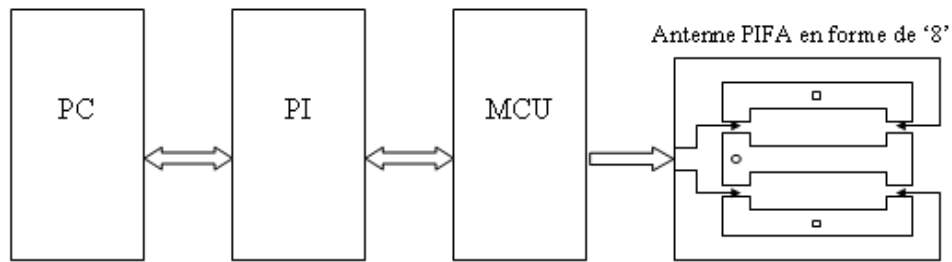


Figure IV.16. Schéma-bloc fonctionnel de commande de l'antenne RPIFA

Le système proposé se compose des éléments principaux suivants :

- Un ordinateur (PC)
  - pour créer l'interface entre l'utilisateur et le système ;
  - pour transférer les données de contrôle via les commandes et les programmes ;
  - pour traiter les données de réponse sur lesquelles se base la commande.
- Une interface de programmation (PI, *Programming Interface*) : pour réaliser la communication entre le PC et le MCU.
- Un microcontrôleur (MCU) : afin de commander l'état des diodes PIN de l'antenne à partir du programme chargé en mémoire.
- Des diodes PIN (commutateurs électriques) : permettant régler la fréquence opérante de l'antenne.

Le schéma du système de contrôle pour l'antenne RPIFA en forme de 8 est illustré par laFigure IV.17.

Le système comporte les éléments suivants :

- Une alimentation continue pour alimenter le système.
- Un oscillateur à quartz qui permet de générer une horloge à une fréquence très précise et stable.
- Un ISP IDC-header à 10 broches permettant de connecter l'AVR au PC.
- Le microcontrôleur AVR (Atmega8) qui permet de commander l'état des diodes PIN. Les ports PC6 (reset), PB3 (MOSI), PB4 (MISO), et PB5 (SCK) permettent de charger ou effacer les drivers en mémoire dans l'AVR conformément au standard

de communication ISP. Les signaux de commande des diodes PIN sont transmis aux transistors via les ports PD0, PD1, PD2 et PD3.

- 4 transistors C828 permettent de commander les diodes PIN. Le schéma électrique de commande est illustré par la Figure IV.18.

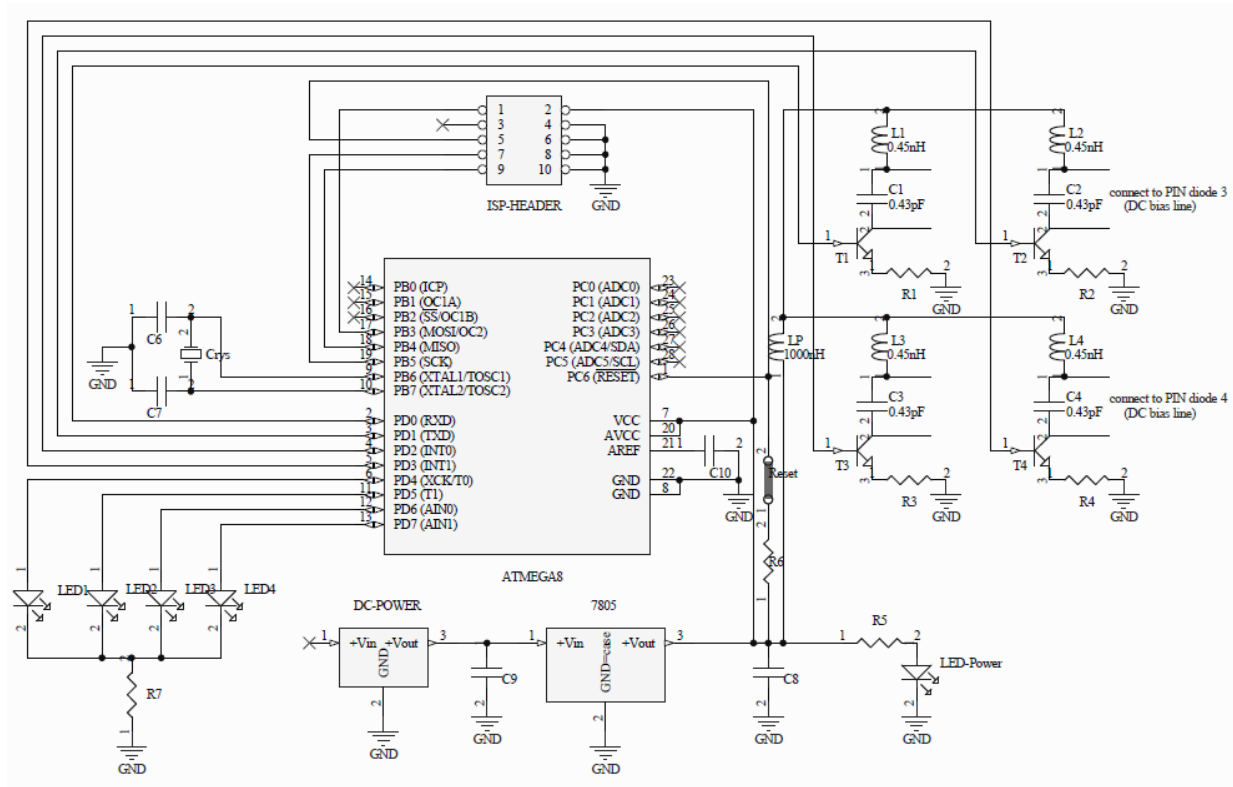


Figure IV.17. Schéma du système de commande de l'antenne RPIFA

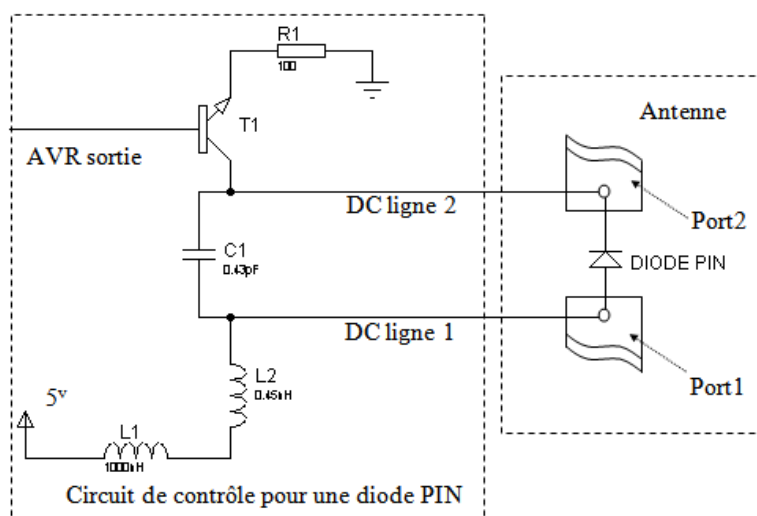


Figure IV.18. Schéma électrique du système de commande des diodes PIN

Lorsque le signal appliqué sur la base du transistor T1 est nul, celui-ci est bloqué : la tension de commande de la diode PIN est donc nulle, la diode est bloquée et donc les parties 1 et 2 de l'antenne ne sont pas connectées. Lorsque le transistor est saturé, alors la diode PIN devient passante reliant les deux parties de l'antenne.

## IV.4.2. Implémentation et mesures

### IV.4.2.a. Programme de commande

La Figure IV.19 présente l'algorithme de la section de la communication du système de contrôle dont les étapes du fonctionnement sont montrées dans le Tableau IV.2.

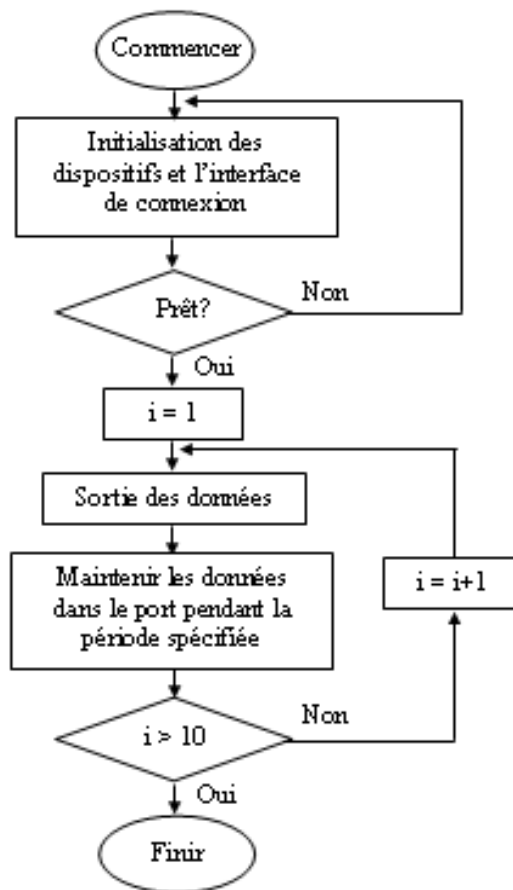


Figure IV.19. Organigramme de commande du système



Étape	Opération
1	Initialisation des dispositifs et de l'interface de connexion ; définition des paramètres de communication
2	Initialisation du compteur
3	Transmission des données de transmission vers les ports de l'AVR correspondant à la configuration d'antenne à mettre en place
4	Maintien des données dans le port pendant la période spécifiée
5	Test de la condition de boucle et rotation pour les dix configurations envisagées

Tableau IV.2 Etapes du fonctionnement du système de contrôle

#### IV.4.2.b. Résultats de mesure

L'antenne a été fabriquée sur un substrat FR4 d'épaisseur 0,8 mm, de permittivité égal à 4,4 et de facteur de perte de 0,002. La Figure IV.20 montre une photographie de l'antenne réalisée sur laquelle l'ISP header (permettant la connexion avec le PC), le microcontrôleur, les lignes de polarisation et l'une des diodes PIN sont mis en évidence.

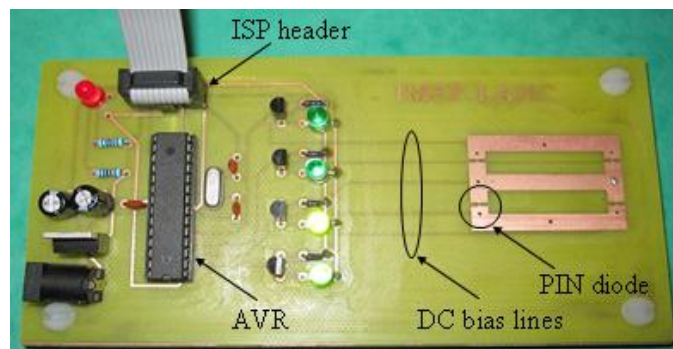
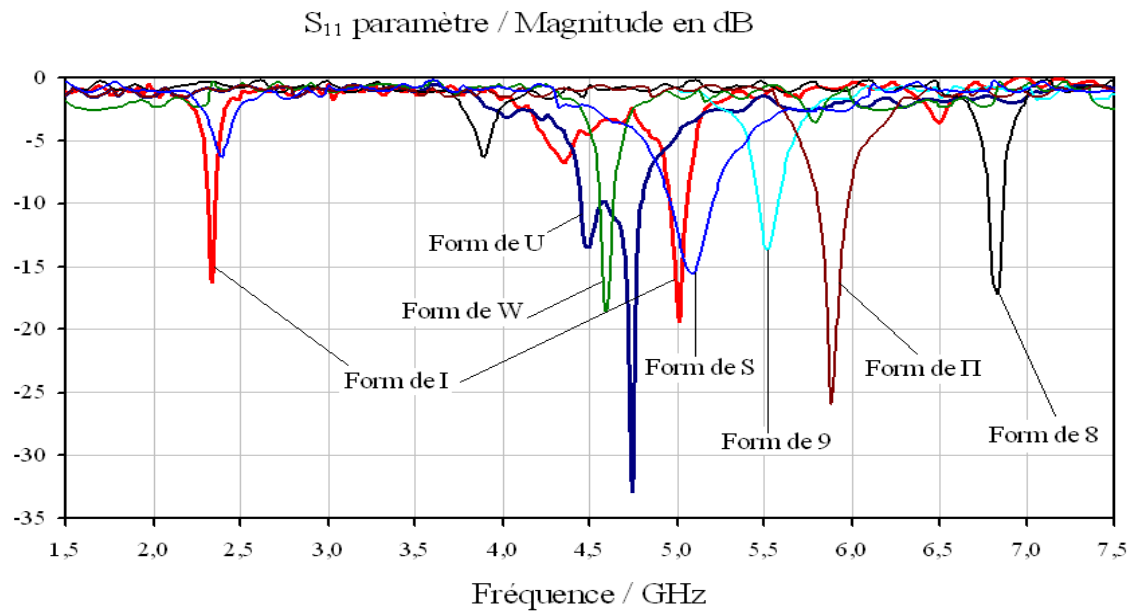


Figure IV.20. Photographie de l'antenne

Le coefficient de réflexion a été mesuré et est représenté sur la Figure IV.21 pour les différentes configurations envisagées.

Les résultats obtenus par cette méthode sont les plus proches des simulations.

Par contre, il existe des différences entre les résultats de simulation et de mesure, causées par l'imprécision des modèles des diodes PIN. De plus, l'influence des composants électroniques embarqués à proximité de l'antenne reste à étudier.

Figure IV.21. Résultats de mesures du coefficient de réflexion  $S_{11}$ 

## IV.5. Conclusion

Différentes approches pour piloter les éléments locaux actifs, et d'un point de vue système, des méthodes pour commander les différentes configurations de l'antenne ont été présentées. Une antenne reconfigurable en fréquence et son système de commande ont été présentés et conçus autour d'un microcontrôleur pilotant l'état de diodes PIN. L'influence des lignes de polarisation continue des diodes PIN sur la fréquence de fonctionnement de l'antenne a été soulignée et étudiée. Une phase d'optimisation intégrant les lignes de polarisation a alors été réalisée afin d'améliorer les performances de l'antenne. La partie commande du système d'antenne, circuits électriques et algorithmes et programmes utilisés pour sa mise en œuvre, a été décrite en détail. Le système complet de contrôle automatique pour l'antenne RPIFA en forme de 8 a été réalisé : l'antenne est associée à un microcontrôleur AVR qui pilote les diodes PIN via les programmes conçus. Les méthodes mises en place peuvent être appliquées pour concevoir tous types de système d'antenne reconfigurable intelligent utilisant des composants actifs commutables.



## Conclusion générale et Perspectives

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à la conception d'antennes reconfigurables intelligentes dédiées à la radio cognitive. Les options de reconfiguration possibles concernent la fréquence, la polarisation et le diagramme de rayonnement, et toute combinaison de ces trois facteurs. Les études présentées portent sur l'ensemble complet, de la conception d'antennes à leur commande numérique en passant par des méthodes d'optimisation.

L'état de l'art présenté dans le chapitre 1 propose une façon de classer les nombreuses structures d'antennes reconfigurables rencontrées, présente les différentes techniques possibles pour réaliser la reconfiguration, et donne quelques exemples d'illustration issus de la littérature. Il n'existe pas de méthodes types pour concevoir une antenne reconfigurable. L'approche générale consiste souvent à choisir une géométrie d'antenne correspondant à l'application visée, notamment en termes des fréquences opérantes et des dimensions du dispositif, et d'y ajouter des éléments ou des structures permettant de réaliser les fonctionnalités de reconfiguration. Cependant ces ajouts entraînent une modification des caractéristiques initiales de l'antenne et nécessitent une phase d'optimisation de la topologie complète pour garantir les caractéristiques souhaitées ; autrement dit, il s'agit de déterminer la combinaison optimale des différents paramètres permettant de respecter les spécifications recherchées. Le chapitre 2 est consacré à cette phase d'optimisation. Après avoir présenté le problème de l'optimisation de façon générale ainsi que la plupart des méthodes communes d'optimisation combinatoire, l'approche par algorithmes génétiques est détaillée et appliquée à travers deux exemples. Le premier, consiste à concevoir une antenne Ultra Large Bande constituée initialement d'un simple patch rectangulaire. Le patch est subdivisé en sous-patch élémentaires carrés (comme un damier) et l'optimisation par algorithme génétique consiste à déterminer quelles sont les sous-patches à conserver afin d'obtenir une adaptation dans la bande 3.1 – 10.6 GHz. La procédure de conception s'appuie sur une utilisation combinée des logiciels HFSS et Matlab. Dans le second exemple, deux antennes PIFA en forme de L à simple et double accès sont conçues. L'intérêt de passer par une phase d'optimisation est souligné et l'approche par algorithme génétique se montre efficace pour

obtenir les performances désirées. Dans ce cas, l'algorithme génétique mis en place a été embarqué dans le logiciel CST Microwave Studio. Les deux antennes ont été fabriquées et caractérisées expérimentalement. D'autre part, il faut noter que les méthodologies suivies dans ces exemples, s'appuyant sur la combinaison d'algorithmes génétiques et de simulateurs électromagnétiques, peuvent être utilisées pour concevoir tous types d'antennes. Ces études ont suggéré un certain potentiel pour offrir des possibilités de reconfiguration, et il a été décidé de s'appuyer sur des antennes PIFA pour réaliser des antennes reconfigurables. L'étape suivante a été de considérer une géométrie modifiable du patch d'antenne PIFA dans le but d'obtenir une antenne reconfigurable en fréquence. Nos travaux nous ont orienté vers l'utilisation de diodes PIN comme éléments actifs permettant le pilotage de la reconfiguration. La première partie du chapitre 3 se focalise sur les diodes PIN. Trois modèles équivalents sont présentés et évalués. L'influence des diodes PIN lorsqu'elles sont placées dans une structure rayonnante est également soulignée et étudiée. Les résultats obtenus précédemment (optimisation par algorithme génétique des géométries d'antennes et modèles des diodes PIN) ont alors permis de proposer et de concevoir deux nouvelles antennes PIFA reconfigurables fonctionnant pour la première dans une gamme de fréquence s'étalant de 2 à 3.5 GHz, et pour la seconde dans deux bandes de fréquences : 2 à 3 GHz et 4 à 8 GHz. Ces antennes ont été caractérisées par simulation puis expérimentalement. Dans cette phase de conception la partie commande avait été écartée. Le chapitre 4 lui est dédié. Il présente comment commander les diodes et les différentes configurations possibles pour cela ; l'objectif final étant d'obtenir le système complet. Après avoir présenté les différentes configurations de contrôle possibles en s'appuyant sur les quelques rares travaux sur ce sujet tenant compte à la fois de la structure rayonnante reconfigurable et de sa commande, l'approche retenue est détaillée. Il s'agit de s'appuyer sur un microcontrôleur offrant un compromis intéressant entre capacités de commande, simplicité et coût. A partir de l'antenne PIFA reconfigurable en forme de 8 présentée dans le chapitre 3, la partie commande des diodes PIN dynamiquement, et donc des différentes configurations en fréquence de l'antenne, est mise en œuvre. Plusieurs approches pour le contrôle ont été considérées afin de valider progressivement les techniques mises en place : changement automatique via un automate et contrôle par un utilisateur via une interface PC. Finalement, un système d'antenne PIFA reconfigurable contrôlable a été réalisé ; il constitue une solution

intéressante pour la mise en place des futurs systèmes radio cognitifs. Par ailleurs, les approches proposées et illustrées à travers l'exemple présenté restent générales et peuvent être utilisées pour commander d'autres antennes reconfigurables basées sur des commutateurs, tels des diodes PIN.

Dans la continuité des travaux présentés, plusieurs prolongements sont possibles. D'une façon générale, l'ajout d'une chaîne de réception basée sur un détecteur d'énergie permettrait de rendre le système d'antenne reconfigurable autonome. La combinaison de l'AVR, du PC et de l'ED permettrait un fonctionnement en boucle fermée pour lequel l'antenne pourrait adapter son comportement (sa fréquence de fonctionnement) selon le niveau de puissance reçu. Le système d'antenne serait alors à la fois flexible et intelligent, autrement dit reconfigurable et cognitif. Plus spécifiquement, d'un point de vue de la conception RF, il serait pertinent de déterminer des méthodes permettant de déterminer la forme et les dimensions des lignes de polarisation des éléments actifs afin qu'ils influencent le moins possible les performances de la structure rayonnante initiale. Au niveau la reconfiguration en fréquence de l'antenne, il pourrait être intéressant de déterminer des géométries permettant une incrémentation constante des fréquences de façon à obtenir un pas régulier. Pour la commande, la construction d'un système fonctionnant indépendamment de l'antenne reconfigurable considérée permettrait une mise en œuvre plus facile de type « plug-and-play ».



# Références

- [1] Commission, F.C., *Spectrum policy task force report*. Technical Report 02-155, November 2002.
- [2] Mitola, J., III and G.Q. Maguire, Jr., *Cognitive radio: making software radios more personal*. IEEE Personal Communications, vol. 6, issue 4, pp. 13-18, August 1999.
- [3] Mitola, J., *Cognitive Radio: An integrated agent architecture for software defined radio*. PhD. dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2000.
- [4] Commission, F.C., *Et Docket N° 03-222. Notice of proposed rulemaking and order*. December 2003.
- [5] Christodoulou, C.G., *Cognitive radio: the new frontier for antenna design?*. IEEE Antennas and Propagation Society Feature Article, [www.ieeeaps.org](http://www.ieeeaps.org).
- [6] Hall, P.S., Gardner, P., Kelly, J., Ebrahimi, E., Hamid, M.R., Ghanem, F, *Antenna challenges in cognitive radio*. International Symposium on Antennas and Propagation, Taiwan, October 2008 (invited paper).
- [7] *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*. IEEE Std 145-1993. IEEE Press, 1993.
- [8] C.A.Balanis, *Modern Antenna Handbook*. John Wiley and Sons, 2008.
- [9] Brown, E.R., *RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, issue 11, pp. 1868-1880, 1998.
- [10] Balanis, C.A., *Modern Antenna Handbook*. John Wiley and Sons, 2008.
- [11] Rebeiz, G.M., Entesari, K., Reines, I.C., Park S.J., El-Tanani, M.A., Grichener, A., Brown, A.R, *Tuning into RF MEMS*. IEEE Microwave Magazine, pp. 55-72, October 2009.
- [12] Laur, V., *Contribution à la réalisation de circuits hyperfréquences reconfigurables à partir de couches minces ferroélectriques : des matériaux aux dispositifs*. Thèse de Doctorat de l'Université de Bretagne Occidentale, November 2007.
- [13] Vendik, I.B., O.G. Vendik, and E.L. Kollberg, *Commutation quality factor of two-state switchable devices*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, issue 5, pp. 802-808, 2000.
- [14] Pei-Yuan, Q., et al., *Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Folded Dipole Antenna*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, issue 8, pp. 2742-2747, 2010.
- [15] Perruisseau-Carrier, J., P. Pardo-Carrera, and P. Miskovsky, *Modeling, Design and Characterization of a Very Wideband Slot Antenna With Reconfigurable Band Rejection*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, issue 7, pp. 2218-2226, 2010.
- [16] Yadav, A.M., C.J. Panagamuwa, and R.D. Seager. *Investigating the effects of control lines on a frequency reconfigurable patch antenna*. Conference on Antennas and Propagation Conference (LAPC), Loughborough, UK, pp. 605-608, November 2010.
- [17] Anagnostou, D.E., et al., *Design, fabrication, and measurements of an RF-MEMS-based self-similar reconfigurable antenna*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, issue 2, pp. 422-432, 2006.
- [18] Mowler, M., et al. *A 2-bit reconfigurable meander slot antenna with RF-MEMS switches*. Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 2A, pp. 396-399, July 2005.



- [19] Pan, H., J.T. Bernhard, and V.K. Nair. *Reconfigurable Single-Armed Square Spiral Microruban Antenna Design*. IEEE International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials, pp. 180-183, 2006.
- [20] Cetiner, B.A., et al., *RF MEMS Integrated Frequency Reconfigurable Annular Slot Antenna*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, issue 3, pp. 626-632, 2010.
- [21] Jung, C.W., M.J. Lee, and F. De Flaviis, *Reconfigurable dual-band antenna with high frequency ratio (1.6:1) using MEMS switches*. Electronics Letters, vol. 44, issue 2, pp. 76-77, 2008.
- [22] Panagamuwa, C.J., A. Chauraya, and J.C. Vardaxoglou, *Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconducting switches*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, issue 2, pp. 449-454, 2006.
- [23] Tawk, Y., et al., *Optically Pumped Frequency Reconfigurable Antenna Design*. Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp. 280-283, 2010.
- [24] Obeidat, K.A., et al., *Design of Frequency Reconfigurable Antennas Using the Theory of Network Characteristic Modes*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, issue 10, pp. 3106-3113, 2010.
- [25] Yong, C., Y.J. Guo, and A.R. Weily, *A Frequency-Reconfigurable Quasi-Yagi Dipole Antenna*. Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp. 883-886, 2010.
- [26] Behdad, N. and K. Sarabandi, *A varactor-tuned dual-band slot antenna*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, issue 2, pp. 401-408, 2006.
- [27] Carrere, J.M., R. Staraj, and G. Kossiavas, *Small frequency agile antennas*. Electronics Letters, vol. 37, issue 2, pp. 728-729, 2001.
- [28] Jong-Hyuk, L., et al., *A Reconfigurable PIFA Using a Switchable PIN-Diode and a Fine-Tuning Varactor for USPCS/WCDMA/m-WiMAX/WLAN*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, issue 7, pp. 2404-2411, 2010.
- [29] Ruvio, G., M.J. Ammann, and C. Zhi Ning, *Wideband Reconfigurable Rolled Planar Monopole Antenna*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, issue 6, pp. 1760-1767, 2007.
- [30] Jing, L. and H.Y.D. Yang, *Microruban Patch Antennas on Tunable Electromagnetic Band-Gap Substrates*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, issue 6, pp. 1612-1617, 2009.
- [31] Huff, G.H., et al., *Directional reconfigurable antennas on laptop computers: Simulation, measurement and evaluation of candidate integration positions*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, issue 12, pp. 3220-3227, 2004.
- [32] Lai, M.I., et al., *Design of reconfigurable antennas based on an L-shaped slot and PIN diodes for compact wireless devices*. IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 3, issue 1, pp. 47-54, 2009.
- [33] Sung-Jung, W. and M. Tzyh-Ghuang, *A Wideband Slotted Bow-Tie Antenna With Reconfigurable CPW-to-Slotline Transition for Pattern Diversity*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 6, issue 2, pp. 327-334, 2008.
- [34] Chang won, J., et al., *Reconfigurable scan-beam single-arm spiral antenna integrated with RF-MEMS switches*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, issue 2, pp. 455-463, 2006.
- [35] Boyon, K., et al., *A Novel Single-Feed Circular Microruban Antenna With Reconfigurable Polarization Capability*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, issue 3, pp. 630-638, 2008.

- [36] Hu, C.H., et al., *Reconfigurable microruban antenna with polarisation diversity and frequency agility*. Electronics Letters, vol. 43, issue 24, pp. 1329-1330, 2007.
- [37] Jin, N., Y. Fan, and Y. Rahmat-Samii, *A novel patch antenna with switchable slot (PASS): dual-frequency operation with reversed circular polarizations*. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 54, issue 3, pp. 1031-1034, 2006.
- [38] Youngje, S., *Investigation Into the Polarization of Asymmetrical- Feed Triangular Microruban Antennas and its Application to Reconfigurable Antennas*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, issue 4, pp. 1039-1046, 2010.
- [39] Ferrero, F., et al. *A reconfiguralbe hybrid coupler circuit for agile polarisation antenna*. First European Conference on Antennas and Propagation, France, November 2006.
- [40] Hsu, S.H. and C. Kai, *A Novel Reconfigurable Microruban Antenna With Switchable Circular Polarization*. Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 6, pp. 160-162, 2007.
- [41] Loizeau, S. *Conception et optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande*. Thèse de doctorat de l'Université Paris-Sud XI, Décembre 2009.
- [42] Hamid, M.R., *Wideband reconfigurable antennas*. A Thesis submitted to The University of Birmingham for the degree of Doctor of Philosophy, May 2011.
- [43] Mazlouman, S.J., et al. *A review of mechanically reconfigurable antennas using smart material actuators*. Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), pp. 1076-1079, April 2011.
- [44] Nikolaou, S., et al., *UWB Elliptical Monopoles With a Reconfigurable Band Notch Using MEMS Switches Actuated Without Bias Lines*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, issue 8, pp. 2242-2251, 2009.
- [45] Balachandran, M., *Knowledge-based optimum design*. Topic in Engineering, vol. 10. Southampton: Computational Mechanics Publications, 1993.
- [46] Papadimitriou, C.H., Steiglitz, K, *Combinatorial Optimization: algorithms and complexity*. Prentice-Hall, 1982.
- [47] Kirkpatrick, S., Gelatt, D.C., Vechhi, M.P, *Optimization by simulated annealing*. Science, vol. 220, no. 4598, pp. 671-680, June 1983.
- [48] Glover, F., *Future paths for integer programming and links to artificial intelligence*. Computers and Operations Research, vol. 13, pp. 533-549, 1986.
- [49] Glover, F., *Future paths for integer programming using surrogate constraints*. Decision Sciences, vol. 8, no. 1, pp. 156-166, 1977.
- [50] Holland, J.H., *Adaptation in natural and artificial systems*. University of Michigan Press, 1975.
- [51] Holland, J.H., *Genetic algorithms*. Scientific American, pp. 66-72, July 1992.
- [52] Goldberg, D.E., *Genetic Algorithms in Search, Optimization & Machine Learning*. Addison Wesley, 1989.
- [53] Darwin, C., *On the origin of species*. John Murray, London, 1859.
- [54] Haupt, R.L., *An Introduction to Genetic Algorithms for Electromagnetics*. IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 37, issue 2, pp. 7-15, 1995.
- [55] Dorigo, M., Maniezzo, V., Colorni, A, *The ant system: optimization by a colony of cooperating agents*. IEEE Transactions on System, Man, and Cybernetics Part B: Cybernetics, vol. 26, issue 1, pp. 29-41, 1996.
- [56] Kennedy, J., Eberhart, R.C, *Particle swarm optimization*. IEEE International Conference on Neural Networks, pp. 1942-1948, 1995.

- [57] Banks, A., Vincent, J., Anyakoha, C, *A review of Particle Swarm Optimization. Part I: background and development*. Natural Computing, vol. 6, no. 4, pp. 467-484, 2007.
- [58] Banks, A., Vincent, J., Anyakoha, C, *A review of Particle Swarm Optimization. Part II: hybridisation, combinatorial, multicriteria and constrained optimization*. Natural Computing, vol. 6, no. 4, pp. 467-484, 2007.
- [59] Lerman, I., Ngouenet, F, *Algorithmes génétiques séquentiels et parallèles pour une représentation affine des proximités*. Rapport de Recherche de l'INRIA Rennes - Projet REPCO 2570, INRIA.
- [60] Hosung, C., R. Rogers, and L. Hao. *Design of electrically small wire antennas using genetic algorithm taking into consideration of bandwidth and efficiency*. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, US, vol. 1, pp. 330-333, 2002.
- [61] Fernandez-Pantoja, M., Monorchio, A., Rubio-Bretones, A., Gomez-Martin, R, *Direct GA based optimisation of resistively loaded wire antennas in the time domain*. Electronics Letters, vol. 36, issue 24, pp. 1988-1990, 2000.
- [62] Xiang, T., et al., *Design of Multiband Miniature Handset Antenna by MoM and HGA*. Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 5, pp. 179-182, 2006.
- [63] Porter, B.G., G.B. Noakes, and S.S. Gearhart. *Design of dual-band dual-polarized wire antennas using a genetic algorithm*. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Orlando, US, vol. 4, pp. 2706-2709, 1999.
- [64] Choo, H. and H. Ling, *Design of multiband microruban antennas using a genetic algorithm*. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, issue 9, pp. 345-347, 2002.
- [65] Werner, D.H., Werner, P. L., Church, K. H, *Genetically engineered multiband fractal antennas*. Electronics Letters, vol. 37, issue 9, pp. 1150-1151, 2001.
- [66] Merad, L., Bendimerad, F.T., Meriah, S.M, *Microruban antennas array design using genetic algorithms and simulated annealing*. Traitement du Signal, vol. 24, issue 3, pp. 249-260, 2004.
- [67] Volakis, J.L., Chen, C.C., Fujimoto, K, *Small Antennas: miniaturization techniques & applications*. McGraw-Hill Prof Med/Tech, 2010.
- [68] Whitley, *The GENITOR algorithm and selective pressure*. International Conference on Genetic Algorithms, pp. 116-121, 1989.
- [69] Win, M.Z. and R.A. Scholtz, *Impulse radio: how it works*. IEEE Communications Letters, vol. 2, issue 3, pp. 36-38, 1998.
- [70] Huilin, X. and Y. Liuqing. *Ultra-wideband technology: Yesterday, today, and tomorrow*. IEEE Radio and Wireless Symposium, pp. 715-718, 2008.
- [71] Commission, F.C, *Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems*. First report and order, ET Docket 98-153, FCC 02-48, adopted: Feb. 2002, released in April 2002.
- [72] Taga, T., *Analysis of Planar inverted-F antennas and antenna design for portable radio equipment*. Analysis, Design and Measurement of Small and Low Profile Antenna, K. Hirasiwa and M. Haneishi, Eds. Boston ch.5, Artech House, 1992.
- [73] Do-Gu, K. and Y. Sung, *Compact Hexaband PIFA Antenna for Mobile Handset Applications*. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp. 1127-1130, 2010.
- [74] Chia, Z.N.C.a.M.Y.W., *Broadband Planar Antennas*. John Wiley & Sons, 2006.
- [75] Wong, K.L., *Compact and Broadband Microruban Antennas*. John Wiley & Sons, 2002.

- [76] <http://www.cst.com/Content/Documents/Events/UGM2009/4-2-1-New-Optimization-Methods-in-CST-STUDIO-SUITE-2009.pdf>.
- [77] Calmon, A., G. Pacheco, and M. Terada. *A novel reconfigurable UWB log-periodic antenna*. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 213-216, July 2006.
- [78] West, D.N. and S.K. Sharma. *Frequency reconfigurable compact multiband quasi-log periodic dipole array (QLPDA) antenna for wireless communications*. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), San Diego, US, pp. 1-4, July 2010.
- [79] Hamid, M.R., P. Gardner, and P.S. Hall. *Reconfigurable log periodic aperture fed microruban antenna*. Conference on Antennas & Propagation (LAPC), Loughborough, UK, pp. 237-239, November, 2009.
- [80] Mazlouman, S.J., et al., *Reconfigurable Axial-Mode Helix Antennas Using Shape Memory Alloys*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, issue, 4, pp. 1070-1077, 2011.
- [81] Tawk, Y. and C.G. Christodoulou, *A New Reconfigurable Antenna Design for Cognitive Radio*. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 8, pp. 1378-1381, 2009.
- [82] Jung, Y.B., *Dual-band reconfigurable antenna for base-station applications*. Electronics Letters, vol. 46, issue 3, pp. 195-197, 2010.
- [83] Yang, S.L.S., A.A. Kishk, and L. Kai-Fong, *Frequency Reconfigurable U-Slot Microruban Patch Antenna*. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, pp. 127-129, 2008.
- [84] Jaehyurk, C. and L. Sungjoon. *Frequency reconfigurable metamaterial resonant antenna*. Asia Pacific Microwave Conference (APMC), vol. 1, pp. 798-801, 2009.
- [85] Wang, B.Z., S. Xiao, and J. Wang, *Reconfigurable patch-antenna design for wideband wireless communication systems*. IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 1, issue 2, pp. 414-419, 2007.
- [86] A.Balanis, C., *Antenna theory*. John Wiley & Sons, 1997.
- [87] Muscat, A. and J.A. Zammit. *Reconfigurable antenna structure for a wideband cognitive radio*. IET Seminar on Cognitive Radio and Software Defined Radios: Technologies and Techniques, pp. 1-5, September 2008.
- [88] Weily, A.R., T.S. Bird, and Y.J. Guo, *A Reconfigurable High-Gain Partially Reflecting Surface Antenna*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, issue 11, pp. 3382-3390, 2008.
- [89] Daneshmand, M., R.R. Mansour, and N. Sarkar, *RF MEMS waveguide switch*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, issue 12, pp. 2651-2657, 2004.
- [90] Panaia, P., et al. *MEMS-based reconfigurable antennas*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Valbonne, France, vol. 1, pp. 175-179, 2004.
- [91] Kingsley, N., et al., *RF MEMS Sequentially Reconfigurable Sierpinski Antenna on a Flexible Organic Substrate With Novel DC-Biasing Technique*. Microelectromechanical Systems, Journal of, vol. 16, issue 5, pp. 1185-1192, 2007.
- [92] Poussot, B., et al., *Diversity Measurements of a Reconfigurable Antenna With Switched Polarizations and Patterns*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, issue 1, pp. 31-38, 2008.

- [93] Rui-Hung, C. and J.S. Row, *Single-Fed Microruban Patch Antenna With Switchable Polarization*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, issue 4, pp. 922-926, 2008.
- [94] B.Widrow, P.E.M., L.J Griffiths, *Adaptive antenna system*. Proceeding of the IEEE, vol. 55, issue 12, pp. 2143-2159, 1967.
- [95] Ward, J., et al., *An experimental adaptive array to suppress weak interfering signals*. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 1988. **36**(11): p. 1551-1559.
- [96] Toda, T. and M. Fujii. *Implementation and performance evaluation of SMI adaptive array*. in Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st. 2000.
- [97] Nishio, T., et al., *A high-speed adaptive antenna array with simultaneous multibeam-forming capability*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, issue 11, pp. 2483-2494, 1988.
- [98] Boonpoonga, A., et al., *Hardware-assisted initialisation for constant modulus algorithm adaptive antenna*. IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 2, issue 4, pp. 303-311, 2008.
- [99] Shelley, S., et al., *FPGA-Controlled Switch-Reconfigured Antenna*. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp. 355-358, 2010.
- [100] Genovesi, S., et al. *Frequency-reconfigurable antenna for software defined radio driven by PIC microcontroller*. IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), pp. 1318-1321, September, 2011.
- [101] [http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc2486.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2486.pdf).
- [102] <http://www.datasheetarchive.com/IC%2074ls244-datasheet.html>.
- [103] <http://www.datasheetarchive.com/TTL%20IC%2074HC244-datasheet.html>.

# Publications

## Article de revues internationales avec comité de relecture

1. **Trong Duc Nguyen**, Yvan Duroc, Van Yem Vu, Tan Phu Vuong, "Genetic Algorithm For Optimization Of PIFA Antenna L-Shape", International Journal of Microwave and Wireless technologies, volume 3, issue 6, 2011; pp 691-699.

## Congrès internationaux avec actes et comité de relecture

1. **Trong Duc Nguyen**, Tan Phu Vuong, Yvan Duroc, "Optimization Of PIFA Antenna Using An Auto-embedded Genetic Algorithm", IEEE International Conference on Communications and Electronics (IEEE/ICCE), 11-13 août 2010, Nhatrang, Vietnam, pp. 367-372.
2. **Trong Duc Nguyen**, Van Yem Vu, Tan Phu Vuong, "Ultra Wide Band Antenna Optimization Using Genetic Algorithm", IEEE International Conference on Communications and Electronics (IEEE/ICCE), 11-13 août 2010, Nhatrang, Vietnam.
3. **Trong Duc Nguyen**, Ngoc Hien Doan Thi, Yvan Duroc, Van Yem Vu, Tan Phu Vuong, "New Reconfigurable PIFA Antenna Based on The Transform of Geometry in Space", Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS), 20-23 mars 2011, Marrakesh, Maroc.
4. **Trong Duc Nguyen**, Yvan Duroc, Van Yem Vu, Tan Phu Vuong, "The Transform of Geometry in Space and its Application in Reconfigurable PIFA Antenna", European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 11-15 avril 2011, Rome, Italie, pp. 3309-3312.
5. **Trong Duc Nguyen**, Yvan Duroc, Tan Phu Vuong, "Novel Reconfigurable 8 - Shape PIFA Antenna Using PIN Diode", International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), 2-4 août 2011, Da Nang, Vietnam, pp. 272-275.

6. **Trong Duc Nguyen**, Yvan Duroc, Van Yem Vu, Tan Phu Vuong, "Reconfigurable 8 - Shape PIFA Antenna Using PIN Diode", Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS), 12-16 septembre 2011, Suzhou, Chine.
7. **Trong Duc Nguyen**, Yvan Duroc, Van Yem Vu, Tan Phu Vuong, "Frequency Reconfigurable PIFA Antenna Driven By Microcontroller", IEEE International Conference on Communications and Electronics (IEEE/ICCE ), 1-3 août 2012, Royal city of Hue, Vietnam (Best Paper Award).
8. **Trong Duc Nguyen**, Yvan Duroc, Van Yem Vu, Tan Phu Vuong, "A Novel Automatic Control System for Reconfigurable PIFA Antenna", European Microwave Conference (EuMC), 28 octobre – 2 novembre 2012, Amsterdam, The Netherlands.

### **Congrès nationaux**

1. **Trong Duc Nguyen**, Tan Phu Vuong, Yvan Duroc, Van Yem Vu, "Antennes dédiées à des terminaux mobiles optimisées par Algorithme Génétique", GDR Ondes - Journées scientifiques du Club EEA, 26-27 octobre, Rennes, France.
2. **Trong Duc Nguyen**, Tan Phu Vuong, Yvan Duroc, Van Yem Vu, "Antenne PIFA reconfigurable avec patch de géométrie variable et commandable", 17<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, 18-20 mai 2011, Brest, France.





# Conception d'antenne intelligente reconfigurable pour la radio cognitive

## Résumé

Les antennes reconfigurables offrent de multiples fonctions en changeant dynamiquement leurs propriétés telles que la fréquence de fonctionnement, la polarisation, le diagramme de rayonnement ou toute combinaison de ces trois paramètres. Leur agilité et leur diversité créent de nouvelles possibilités d'applications pour les systèmes radio tels que les réseaux locaux, les liaisons par satellite et notamment la radio cognitive. Dans cette thèse, deux antennes reconfigurables en fréquence fonctionnant dans les bandes des standards sans fil actuels ont été proposées. Elles sont basées sur la modification de la géométrie du patch rayonnant. Leurs dimensions ont été optimisées par algorithmes génétiques embarqués et combinés à un logiciel de simulation électromagnétique. La commande de la reconfiguration de ces antennes est réalisée à l'aide d'un microcontrôleur qui pilote l'état des commutateurs (des diodes PIN). De ce fait, un système d'antenne reconfigurable intelligent dédié à la radio cognitive a été développé.

**Mots-clés :** *Antenne PIFA reconfigurable, Algorithme génétique, Diode PIN, Radio cognitive, Système d'antenne intelligent.*

## Design a smart reconfigurable antenna for cognitive radio

### Abstract

Reconfigurable antennas offer multiple functions by dynamically changing their properties such as operating frequency, polarization, radiation pattern, and a combination of all these factors. Their agility and diversity create a wide range of different and new applications for radio systems such as local networks, satellites, and especially in cognitive radio. In this thesis, two new frequency reconfigurable antennas are proposed. The frequency reconfiguration is obtained by changing the geometry of radiating patch. Their dimensions have been optimized by genetic algorithm embedded in the electromagnetic simulation software. These antennas operate at the frequency band for IEEE 802.11b/g standard with satisfactory radiation characteristics. This thesis also presents a method of controlling the operation of the frequency reconfigurable antenna by a micro-controller. The operation of electronic switches (PIN diodes) are carried out through programs which allows an adaptive operating system like smart antennas and work well in cognitive radio environment.

**Key-words:** *Reconfigurable PIFA antenna, Genetic Algorithm, PIN diode, Cognitive radio, Smart antenna system.*